re

RADIOELEKTRONIK

- AUDIO - HI-FI - VIDEO -

5'93

INDEKS 374040 Cena 21.000

Pismo istnieje od 1924 r.

- JEDNOBITOWE PRZETWARZANIE
- ZAMEK SZYFROWY
- SYMULATOR OBECNOŚCI
- SYSTEM CD-I
- TELEWIZORY UNIMORU



PL ISSN 01376802

re

RADIOELEKTRONIK
- AUDIO-HI-FI-VIDEO -

MAJ 1993 ● ROCZNIK XLIV (168) **5'93**

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.
Ogłoszenia przyjmuje Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video", ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa, godz. 10^{00}-14^{00}.
Tel. 31-46-21, 31-93-37, tlx 814550 fax 31-93-37.

2 **Z KRAJU i ZE ŚWIATA**
3 **ELEKTROAKUSTYKA** Przeciążenie głośników
4 Przetwarzanie jednobitowe sygnału analogowego w cyfrowy
6 Filtry aktywne RC (2)
8 **TECHNIKA KOMPUTEROWA** Woltomierz przystawka do mikrokomputera CA80
11 **NOWA TECHNIKA** Oscyloskopowa lampa mikrokanalikowa
13 **TECHNIKA RTV** Magnetowid VHS (2)
14 **MIERNICTWO** Cyfrowy miernik częstotliwości (1)
16 Generator funkcyjny
19 **KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW** Uproszczony korektor graficzny
20 Pulsator światła
21 **PORADNIK ELEKTRONIKA** 8.1 Pomiary prądu i napięcia stałego (2)
23 **SCHEMATY** Odbiornik satelitarny GRUNDIG STR12 (2)

25 **NOWOŚCI** System CD-I Philipsa
27 Układy pamięciowe w USA i w Europie
28 Nowa generacja gier komputerowych
30 **AKTUALNY TEMAT** Płatna telewizja abonencka
31 Singapur staje się wyspą elektroniki
32 **NA NASZYM RYNKU** Telewizory UNIMORU
33 Wieża ATS 360 Eltry
35 Zespół głośnikowy BOLERO 200 Tonsilu S.A.
36 **POZNAJEMY SPRZĘT** Zespół głośnikowy BOSE 901-VI
38 System obserwacyjny PHILIPSA
39 **PRAKTYCZNE RADY** Hi-fi w Mercedesie
26 **KRÓTKO o WSZYSTKIM** Koszty transkodowania systemów TV
27 Elektronika w gospodarstwach domowych w USA
40 Radioodbiornik Satellit 700
40 Nauka języków szybciej

42 **RADIOKOMUNIKACJA** Wielopasmowy minitransceiver QRP (2)
44 **PODZESPOŁY** Układ scalony UL 1811
44 **ELEKTRONIKA w DOMU** Symulator obecności domowników
46 Wykrywacz przewodów
47 **ELEKTRONIKA w RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH** Elektroniczny zamek szyfrowy
50 **SERWIS RTV** Moduł monitora do OTVC Rubin 202
51 **Z PRASY ZAGRANICZNEJ** Konwerter 5V/12V
52 **URZĄDZENIA ZASILAJĄCE** Zasilacz do ładowania akumulatorów
54 **DO... i OD REDAKCJI** Przerywacz kierunkowskazów samochodowych
55 **RÓŻNE** Kronika Funkausstellung

ADRES: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video" ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa Tel. 31-46-21, 31-93-37

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Leszek Halicki, mgr inż. Jerzy Justat, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria Łopuszniak, dr inż. Michał Nadachowski, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Cezary Rudnicki, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Maria Tronina, doc. mgr inż. Aleksander Witort

Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek

Okładkę i wkładkę "Audio-HiFi-Video" projektował: Bogdan Sozański

Laboratorium: mgr inż. Leszek Halicki, mgr inż. Jerzy Justat

Sekretariat: Ewa Wiśniewska

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów.

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu.

Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

re
Wydawca RADIOELEKTRONIK
Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa

Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie.
Cena zł 21.000

Wiosna na świecie...
Pora na spacery z radiomagnetofonem
Fot. Nordmende

Przeciążenie głośników

Otrzymujemy od Czytelników informacje o uszkodzeniach głośników. O przyczynach pojawiania się tych uszkodzeń piszemy niżej.

Głośniki należą do urządzeń bardzo trwałych. W "normalnych" warunkach głośnik nie przeciążany może pracować 10÷15 i więcej lat [1]. Okres użytkowania głośników i zespołów głośnikowych jest ograniczony raczej "zestarzeniem się moralnym" sprzętu niż faktycznym zużyciem się. Nieprawidłowa eksploatacja zestawu elektroakustycznego, wady wzmacniaczy i innych urządzeń wchodzących w skład zestawu oraz nieodpowiedni dobór zespołów głośnikowych powodują przeciążenie głośników i ich uszkodzenie lub daleko idącą zmianę właściwości.

Obowiązujące dotychczas normy przewidują, że moc widma sygnałów akustycznych przypada głównie na częstotliwości małe i średnie (do 600 Hz). Moc sygnałów leżących w zakresie powyżej 500 Hz wynosi 25%, a powyżej 4000 Hz – 1%. Zagadnienie to jest dokładnie rozpatrzone w [2].

Rozpowszechnienie się muzyki wykonywanej na instrumentach elektronicznych i pojawienie się płyt kompaktowych (CD) przenoszących dobrze szerokie pasmo częstotliwości (20 Hz÷20 kHz) spowodowały, że wspomniane ustalenia normatywne nie odpowiadają aktualnym potrzebom. W materiale fonograficznym pojawiły się nagrania, w których rozkład mocy w całym zakresie jest inny; moc w zakresie tonów średnich, a szczególnie tonów wysokich jest znacznie większa. Powoduje to zwiększenie prawdopodobieństwa przeciążenia głośników. Stan taki będzie trwać dłuższy czas, bowiem – nawet po zmianie norm – odnowienie się zasobu zespołów głośnikowych u użytkowników nastąpi dopiero w ciągu wielu lat.

Korekcja przebiegu charakterystyki częstotliwości. Podniesienie poziomu sygnału o 10 dB powoduje 10-krotne zwiększenie mocy; podniesienie poziomu o 20 dB – zwiększa moc 100-krotnie. Nadmierne podnoszenie poziomu tonów wysokich i niskich jest bardzo niebezpieczne i może prowadzić do uszkodzenia głośników, powoduje bowiem – w odniesieniu do głośników wysokotonowych – przeciążenie ich zbyt dużą wartością średnią wydzielanej w nich mocy. W odniesieniu do głośników niskotonowych, zwiększa się niebezpieczeństwo nadmiernej wartości amplitudy wychyleń układu drgającego głośnika i uderzania końca cewki o obwód magnetyczny, co powoduje trwałe jej uszkodzenie.

Wzbudzanie się wzmacniaczy i sprzężenia elektroakustyczne. Wzmacniacze m.cz. przenoszące bardzo szerokie pasmo częstotliwości mogą niekiedy generować drgania o częstotliwości ponadakustycznej. Drgania te obciążają dodatkowo głośniki wysokotonowe powodując ich przeciążenie. Rzadki, ale możliwy jest przypadek pojawienia się sprzężenia, w zakresie częstotliwości podakustycznych, między głośnikiem niskotonowym i zbyt blisko ustawionym gramofonem. Dotyczy to zestawów elektroakustycznych (w tym i wzmacniaczy mocy) przenoszących częstotliwości mniejsze od 20 Hz (do kilku herców włącznie). Znacznie częstszym przypadkiem jest sprzężenie między mikrofonem i głośnikiem, powodujące generowanie silnego sygnału.

Przesterowanie wzmacniaczy mocy. Szkodliwe skutki przesterowania są dwojakiego rodzaju: powodują wytwarzanie wysokiego rzędu harmonicznych składowych sygnału użytecznego, co wydatnie zwiększa obciążenie głośnika wysokotonowego o może spowodować jego przeciążenie; silne przesterowanie wzmacniaczy sygnałem audycji zawierającej dużo składowych o małych częstotliwościach powoduje, że w ciągu długiego okresu czasu sygnał ma kształt przebiegu prostokątnego. Występuje wówczas silne mechaniczne i cieplne obciążenie głośnika niskotonowego mogące spowodować jego uszkodzenie lub stopniowe pogorszanie się jego parametrów. Z tego względu jest wysoce wskazane stosowanie chociażby najprostszych wskaźników przesterowania (na wyjściu wzmacniaczy lub w zespołach głośnikowych).

Forsowanie poziomu głośności. Systematyczne odtwarzanie audycji muzycznej z nadmierną, w stosunku do możliwości danej instalacji, głośnością, powoduje systematycznie powtarzające się krótkotrwałe przesterowania wzmacniaczy lub przeciążanie głośników. Powoduje to zmianę właściwości głośników i pogorszenie parametrów zespołów głośnikowych. Podobne skutki powoduje kilkugodzinne, lub kilkunastogodzinne odtwarzanie muzyki z nadmierną głośnością, np. podczas hucznej zabawy. Domowe zespoły głośnikowe hi-fi nie nadają się do tego rodzaju zastosowań.

Trzaski, impulsy, stany nieustalone. Silne trzaski przenoszone z gramofonu elektrycznego lub powodowane przełączaniem źródeł sygnału oraz wywołane innymi przyczynami są wysoce niepożądane, mogą bowiem niekorzystnie wpływać na głośniki szczególnie, gdy wzmacniacze mają nadmiar mocy. Podobne skutki mogą mieć stany nieustalone podczas uruchomiania zestawu elektroakustycznego. Z tego względu, w nowoczesnych instalacjach zespoły głośnikowe są przyłączane przekaźnikiem z opóźnieniem, wówczas, gdy wszystkie wzmacniacze pracują już normalnie.

Uszkodzenia we wzmacniaczach. Przebicie kondensatora oddzielającego wyjście wzmacniacza od zespołu głośnikowego, uszkodzenie jednego z tranzystorów stopnia końcowego wzmacniacza lub inne uszkodzenia występujące we wzmacniaczach mocy mogą spowodować uszkodzenie głośników zespołu głośnikowego. Aby temu zapobiec, są stosowane układy zabezpieczające, które powodują m.in. odłączenie zespołu głośnikowego w przypadku pojawienia się składowej stałej na wyjściu wzmacniacza mocy.

Wszystkim użytkownikom zespołów głośnikowych można zalecić przeprowadzenie analizy warunków ich eksploatacji i zagrożeń, które występują w danych, konkretnych warunkach użytkowania.

LITERATURA

[1] Starzenie się głośników. "Radioelektronik" nr 4/1987

[2] Koralewski J.: Moc zestawów głośnikowych. "Radioelektronik" nr 3/1985

[3] Hergesell J.: Die Killer beim Namen genannt. "Funkschau" nr 26/1984

A.W. □

Przetwarzanie jednobitowe sygnału analogowego w cyfrowy

Bolesław Urbański

W artykule opisano ogólne zasady przetwarzania jednobitowego, coraz szerzej ostatnio stosowanego w systemach rejestracji i odtwarzania dźwięku.

Postępujący rozwój fonicznej techniki cyfrowej wyraża się w dążeniu do zmniejszania strumienia informacji potrzebnego do przesyłania i rejestracji sygnału fonicznego bez pogorszenia innych jego parametrów, oraz do zmniejszenia trudności technologicznych. Temu celowi mają służyć systemy przetwarzania oszczędnego, takie jak przetwarzanie jednobitowe, różnicowa PCM, przetwarzanie delta-sigma, system adaptacyjnej modulacji delta–ADM, Precision Adaptive Subband Coding–PASC, Discrete Cosinus Transformation – CDT.

Przetwarzanie 1-bitowe sygnału analogowego na sygnał cyfrowy polega na utworzeniu sygnału cyfrowego złożonego ze słów jednobitowych, tj. o długości słowa równej jednemu bitowi: jedynce lub zeru. Taki ciąg słów uzyskuje się w następujący sposób.

W wielobitowym procesie przetwarzania każde słowo (8-, 16- lub 32-bitowe) określa wartość każdej próbki, którą przedstawia odpowiednia liczba dwójkowa U_0, U_1, U_2, U_3 itd. (rys. 1). W przetwarzaniu 1-bitowym słowo jednobitowe określa różnicę Δ (delta) wartości dwóch kolejnych próbek: występującej właśnie (obecnej) i poprzedniej:

$\Delta 1 = U_1 - U_0$; $\Delta 2 = U_2 - U_1$; $\Delta 3 = U_3 - U_2$;   itd.

Dodatnia wartość tej różnicy $\Delta > 0$, występująca wtedy, gdy próbka następna jest większa od obecnej, czyli gdy sygnał zwiększa się, oznacza przyrost wartości sygnału (rys. 1a). Przyrost, niezależnie od wartości różnicy, oznacza się bitem jedynkowym, tj. przejściem z poziomu niższego (zerowego) na wyższy (rys. 1a').

Ujemna wartość różnicy $\Delta < 0$ oznacza ubytek wartości sygnału (malenie sygnału), któremu odpowiada, niezależnie od wartości tej różnicy, bit zerowy, tj. przejście z poziomu wyższego na niższy (rys. 1b'). Wartość zerowa różnicy wartości kolejnych próbek $\Delta = 0$ odpowiadająca stałej wartości sygnału analogowego, powoduje występowanie na przemian bitu jedynkowego i zerowego (1c, c', c'').

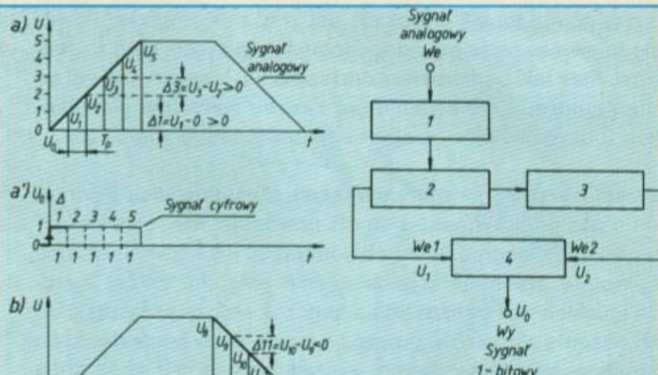
Przetwarzanie odbywa się w 1-bitowym przetworniku a/c (rys. 2). Sygnał analogowy po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy doprowadza się do układu próbkującego. Uzyskane z niego próbki: poprzednią opóźnioną i obecną, porównuje się w komparatorze. Gdy różnica wartości jest większa od zera ($\Delta > 0$), występuje na wyjściu komparatora napięcie o poziomie wyższym (impuls jedynkowy). Gdy różnica jest mniejsza od zera ($\Delta < 0$), napięcie na wyjściu komparatora ma wartość o poziomie niższym (zerowym). W przypadku sygnału analogowego przedstawionego na rys. 1a, na wyjściu komparatora występuje sygnał cyfrowy przedstawiony na rys. 1c''. Sygnał ten zawiera tylko 14 słów jednobitowych, czyli 14 bitów. W tych samych warunkach przy kwantowaniu 16-bitowym sygnał cyfrowy zawierający również 14 słów miałby: 16 bit/słowo x 14 słów = 224 bitów. W takim przetwarzaniu 1-bitowym występuje więc strumień informacji 16-krotnie mniejszy niż w przetwarzaniu 16-bitowym.

Cyfrowemu sygnałowi towarzyszy jednak duży szum, ponieważ w przetwarzaniu 1-bitowym (n = 1) występują tylko dwa przedziały kwantowania: 2^1 i 2^0. Odstęp sygnału cyfrowego od szumów wynosi więc tylko ok. 7 dB, co powoduje trudności wydzielenia go. Dla uzyskania większego odstępu od szumów stosuje się odpowiednie układy kształtujące, filtrujące, zmniejszające szumy.

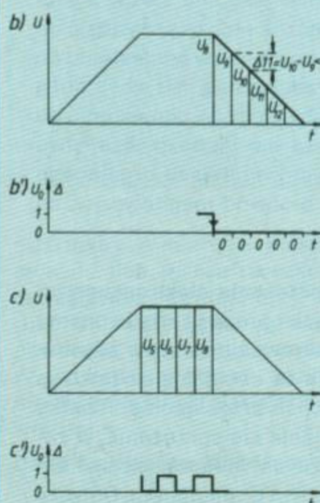
Odzyskanie z 1-bitowego sygnału cyfrowego sygnału analogowego następuje w 1-bitowym przetwarzaniu c/a. W przetworniku c/a każdy bit jedynkowy powoduje zwiększenie, a bit zerowy zmniejszenie wartości zdekodowanej próbki o jeden poziom (rys. 3). Kolejne jedynki wytworzą na wyjściu przetwornika c/a sygnał schodkowy wzrastający, a bity zerowe – sygnał opadający. Kolejne bity jedynka-zero-jedynka-zero itd. dają sygnały o stałej średniej wartości.

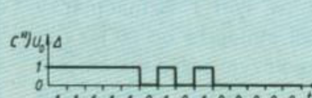
Kształt przebiegu sygnału analogowego po dekodowaniu odbiega od kształtu sygnału przetwarzanego tym bardziej, im większe są odstępy między kolejnymi próbkami, czyli im mniejsza jest częstotliwość próbkowania. Dokładne przedstawienie kształtu sygnału analogowego w kodzie 1-bitowym wymaga próbkowania z częstotliwością wielokrotnie większą niż wymagana przy przetwarzaniu wielobitowym (f_p = 32; 41,1; 48 kHz).

Przy standardowych częstotliwościach próbkowania filtry dolnoprzepustowe muszą wytłumić wszystkie składowe sygnału



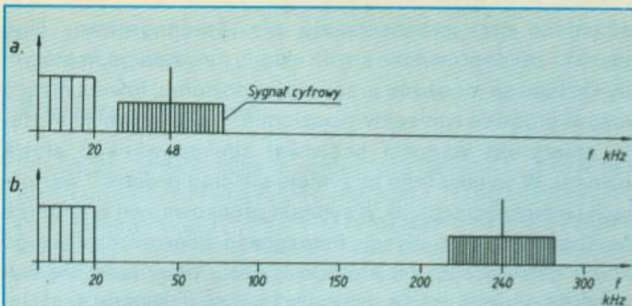
Rys. 2. Uproszczony schemat jednobitowego przetwornika a/c
1 – filtr dolnoprzepustowy,
2 – układ próbkujący,
3 – układ opóźniający,
4 – komparator





Rys. 1. Przetwarzanie 1-bitowe sygnału analogowego
a – odcinka przebiegu wzrastającego,
b – odcinka przebiegu opadającego,
c – odcinka poziomego
a', b', c', c''– sygnały odpowiednio przetworzone 1-bitowe

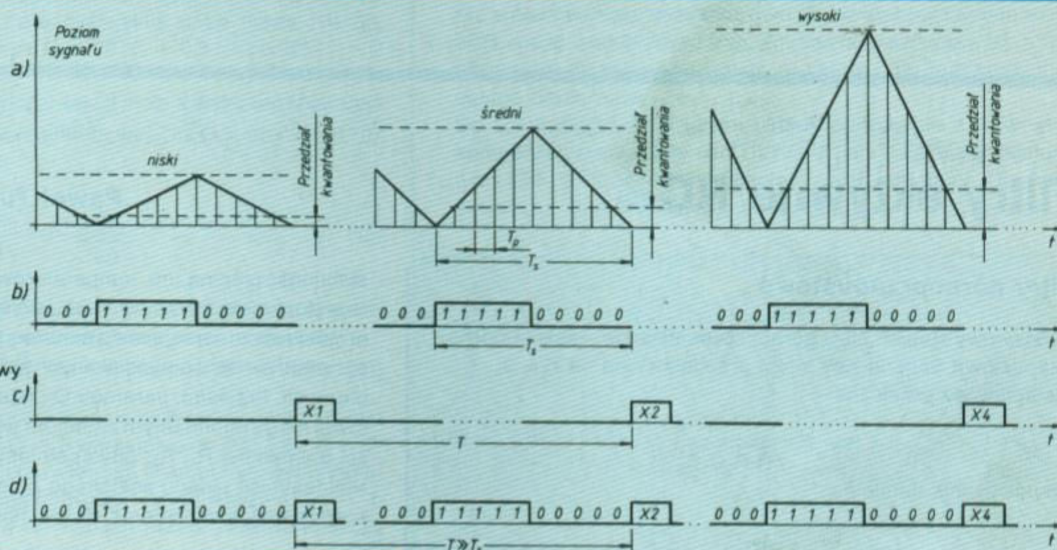
Rys. 3. Dekodowanie 1-bitowego sygnału cyfrowego
a – przesłany sygnał cyfrowy,
b – sygnał zdekodowany



Rys. 4. Pasma częstotliwości występujące przy różnych częstotliwościach próbkowania
a – próbkowanie z częstotliwością 48 kHz, b – próbkowanie z częstotliwością 240 kHz

sama liczba rosnących próbek kwantowanych w tej samej liczbie okresów próbkowania. Przedziały kwantowania są różne. Im większy poziom sygnału, tym większe przedziały kwantowania. Poziom sygnału próbkowanego można więc wyrazić wartością przedziału kwantowania.

Przedziały kwantowania zmieniają się tak, jak zmienia się poziom sygnału analogowego. Zmiany poziomu sygnału analogowego od maksymalnego do minimalnego (dynamika) dla urządzeń hi-fi mieszczą się w zakresie 1000:1 (60 dB). W tym samym stosunku muszą się zmieniać przedziały kwantowania. Zmiany poziomu sygnału (natężenia dźwięku) nie następują gwałtownie,są powolne. Czas utrzymywania się stałego poziomu jest znacznie dłuższy w porównaniu z okresem

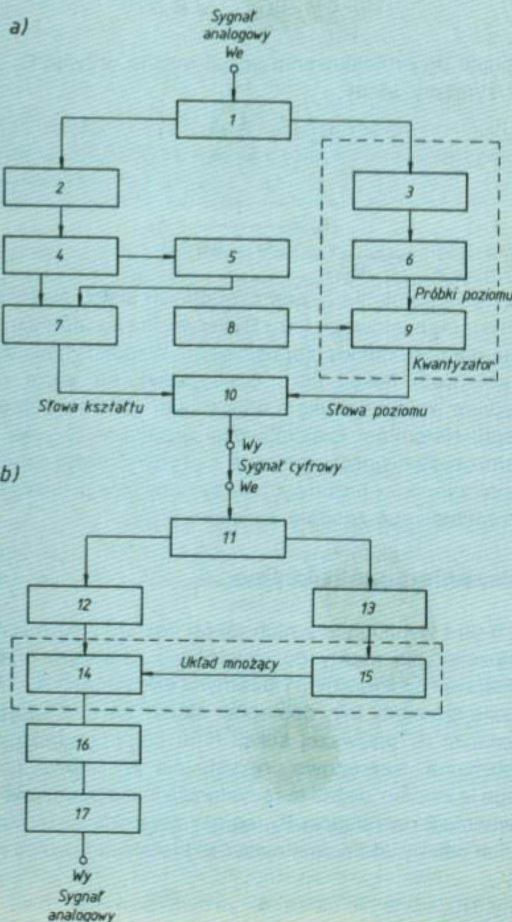


Rys. 5. Sygnał cyfrowy w kodowaniu 1-bitowym
a – trzy grupy sygnałów o poziomie niskim, średnim i wysokim,
b – sygnał cyfrowy ze słowami kształtu,
c, sygnał cyfrowy ze słowami poziomu,
d – wyjściowy sygnał cyfrowy

cyfrowego o częstotliwościach powyżej np. 28 kHz, tj. różnicy (48 - 20) kHz, co najmniej o 50 dB w odniesieniu do sygnału analogowego. Wykonanie takiego filtru jest trudne i kosztowne. Próbkowanie z częstotliwością wielokrotnie większą niż częstotliwości standardowe daje sygnały o innych wyżej położonych pasmach (rys. 4). Pierwsze pasmo częstotliwości sygnału próbkowanego z częstotliwością, np. 5 x 48 kHz = 240 kHz, jest bardziej odsunięte od pasma częstotliwości sygnału analogowego. Dlatego potrzebny jest wówczas, po przetwarzaniu analogowo-cyfrowym, prosty i tani filtr cyfrowy.

Uzyskany w opisany sposób sygnał cyfrowy nie jest kompletny, gdyż informuje tylko o kształcie sygnału analogowego, a nie zawiera informacji o poziomie tego sygnału (natężeniu dźwięku). Jest identyczny dla sygnałów tego samego kształtu o różnych poziomach (rys. 5). Do prawidłowego przetwarzania sygnału analogowego o różnych poziomach na cyfrowy konieczne jest przekazanie w sygnale cyfrowym, oprócz informacji o kształcie (słowa kształtu), informacji o poziomie tego sygnału analogowego (słowa poziomu).

Na rys. 5 przedstawiono przebieg sygnału o tym samym okresie T_s, ale o trzech różnych poziomach (niskim, średnim i wysokim). Sygnały te są próbkowane z tą samą częstotliwością $f_p = 1/T_p$. Wszystkie trzy sygnały cyfrowe w kodzie 1-bitowym mają ten sam przebieg, gdyż występuje w nich ta



Rys. 6. Kodek jednobitowy
a – koder, b – dekoder
1 – preemfaza, 2 – filtr dolnoprzepustowy, 3 – obwiednia sygnału, 4 – układ próbkujący, 5 – układ opóźniający, 6– próbkowanie poziomu, 7 – komparator, 8 – poziom odniesienia, 9 – komparator, 10 – układ sumujący, 11 – regeneracja, 12 – słowa kształtu, 13 – słowa poziomu, 14 – próbki, 15 – mnożnik x1, x2, x3 itd, 16 – układ całkujący, 17 – deemfaza

sygnałów fonicznych ($T >> T_s$). Informacja o zmianach przedziałów kwantowania wymaga wprowadzenia do ciągu bitów kształtu, dodatkowych bitów poziomu (słowa $n = \lg 1000/\lg 2 = 10$-bitowego). Słowo to towarzyszy blokowi bitów kształtu w dużych odstępach czasu T, zwiększając tylko nieznacznie całkowity strumień bitów. W sumie z kodera a/c 1-bitowego (rys. 6a) uzyskuje się dla sygnału stereofonicznego sygnał cyfrowy 1-bitowy o szybkości bitowej ok. 250 kbit/s, a więc mniejszej 6-krotnie od sygnału z kwantowaniem 16-bitowym (1500:250 = 6).
W dekoderze 1-bitowym (rys. 6b) przesłany z 1-bitowego kodera sygnał cyfrowy jest regenerowany działaniem przerzutnika flip-flop sterowanego generatorem taktującym, tym samym co przy przetwarzaniu a/c. Zregenerowany ciąg jedynek i zer doprowadza się do układu mnożącego, w którym bity kształtu są mnożone przez słowo poziomu, towarzyszące blokowi próbek o tym samym poziomie. Współczynnik mnożenia zależy od wartości liczbowej zdekodowanego słowa poziomu. W wyniku tego otrzymuje się ciąg próbek o wartościach (wysokościach) jak w sygnale próbkowanym w koderze a/c. Ciąg próbek z układu mnożącego doprowadza się do układu całkującego, na którego wyjściu otrzymuje się wygładzony przez filtrację sygnał analogowy. Sygnał ten jest poddawany jeszcze zmiennej deemfazie. Kodery i dekodery 1-bitowe wykonuje się dla stereofonicznej techniki cyfrowej jako układy scalone. □

Filtry aktywne RC (2)

Paweł Turkowski, Piotr Janas

Filtry górnoprzepustowe

Podstawowy stopień filtru górnoprzepustowego – sekcja górnoprzepustowa Sallena-Key'a jest przedstawiona na rys. 3.
Częstotliwość graniczna

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \qquad (8)$$

i współczynnik tłumienia

$$\zeta = 0{,}5\left(\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} + \sqrt{\frac{R_1C_2}{R_2C_1}}\right) \qquad (9)$$

Przystępując do projektowania sekcji można przyjąć $C_1 = C_2 = C$. Otrzymamy wtedy:

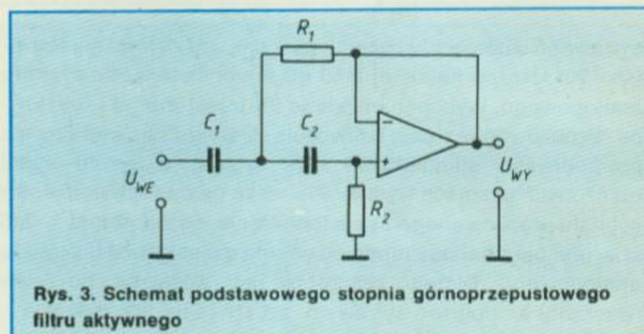
$$R_1 = \frac{\zeta}{C\ \omega_n} \qquad (10)$$

$$R_2 = \frac{1}{C\ \zeta\ \omega_n} \qquad (11)$$

przy czym: $\zeta = \sqrt{R_1/R_2}$.
Współczynniki tłumienia ζ_k poszczególnych sekcji wielosekcyjnego górnoprzepustowego filtru Butterwortha są identyczne jak obliczone dla filtru dolnoprzepustowego. Współczynniki tłumienia ζ_k kolejnych sekcji filtru Czebyszewa są także równe odpowiednim współczynnikom obliczonym dla filtru dolnoprzepustowego. Natomiast częstotliwości graniczne $\omega_{n,k}$ są dane iloczynami częstotliwości granicznej ω_n i odwrotności odpowiednich współczynników liczbowych otrzymanych w projekcie filtru dolnoprzepustowego zgodnie ze wzorem (6).

Ograniczenia konstrukcyjne

Wzory (1)-(2) i wynikające z nich (3)-(4) zostały wyprowadzone przy założeniu, że mamy do czynienia z idealnym liniowym wzmacniaczem operacyjnym i idealnymi elementami RC. Gdyby nawet takie elementy były dostępne, należy zwrócić uwagę, że do rezystancji R_1 pierwszej sekcji filtru dolnoprzepustowego jest dołączona szeregowo rezystancja wyjściowa poprzedzającego ją stopnia. Jeżeli ta rezystancja jest stosunkowo duża w porównaniu z rezystancją R_1, należy zastosować separujący stopień lub odpowiednio zmniejszyć w projekcie wartość rezystora R_1.
Elementy RC użyte w filtrze aktywnym powinny mieć małe odstępstwa od wartości obliczonych (np. 1%) i jak największą stabilność cieplną (np. temperaturowy współczynnik rezystancji rezystorów równy $50 \cdot 10^{-6}$/K). Istnieją szczegółowe wskazówki projektowe zmierzające do minimalizacji zmian poszczególnych parametrów filtru powodowanych zmianami wartości elementów biernych. Przykład: parametr Q (zatem i ζ) sekcji dolnoprzepustowej ulega minimalnym zmianom wywołanym zmianami wartości elementów R_1, R_2, gdy spełniony jest warunek: $R_1 = R_2$.
Nieidealność układu scalonego polega m.in. na tym, że szerokość pasma wzmocnienia nie jest nieskończona. Dla większości



Rys. 3. Schemat podstawowego stopnia górnoprzepustowego filtru aktywnego

typów leży ona w granicach 1÷3 MHz. Dla μA741 parametr f_T = 1 MHz (±30%), a dla TL084 – 3 MHz [3]. W sekcji Sallena-Key'a powoduje to zmniejszenie rzeczywistej częstotliwości granicznej ω_n i powiększenie dobroci Q w stosunku do obliczonych zgodnie z (1)-(2) [7]. Odpowiednią korektę można przeprowadzić na etapie projektowym. Dla najprostszego przypadku, tzn. $R_1 = R_2$ skorygowane wartości elementów R_1, R_2, C_1, C_2 oblicza się zakładając zmienione w stosunku do idealnych parametry ω_n^* i Q^*. $\omega_n^* = \omega_n(1 + Qf_n/f_T)$ i $Q^* = Q(1-Qf_n/f_T)$. Nie zaleca się jednak projektować opisanych tu sekcji Sallena-Key'a, dla których $Q > 5$ oraz $Qf_n/f_T > 0{,}05$ [7]. Jeżeli zachodzi konieczność zbudowania poprawnie funkcjonującej sekcji o dobroci $5 < Q < 20$ lub sekcji o znacznej wartości iloczynu Qf_n, można sięgnąć po nieco bardziej rozbudowane niż omawiane tu układy. Należy podkreślić, że do niepomiarowych celów amatorskich, zwłaszcza dla filtru dwu- lub trójsekcyjnego o f_n < 1 kHz oba wyżej wymienione warunki dotyczące parametrów Q i f_n łatwo jest spełnić i przeprowadzanie korekt wartości elementów RC filtru w stosunku do wartości idealnych jest zwykle zbyteczne. Kolejność łączenia stopni filtru w kaskadę dla szeregu jego parametrów nie jest obojętna. Dla otrzymania dużego zakresu

dynamiki stopnie kaskady powinny być łączone w kolejności rosnących dobroci.

Pomiary i strojenie

Ponieważ istnieje kilka niezależnych przyczyn, które mogą spowodować, że rzeczywiste parametry f_n i Q pojedynczej sekcji filtru kaskadowego różnią się od założonych wartości, wskazane jest przeprowadzenie kontroli tych parametrów i dokonanie ewentualnej korekty wartości elementów biernych.
Pomiar częstotliwości granicznej f_n sekcji filtru dolnoprzepustowego można przeprowadzić mierząc częstotliwość f, dla której amplituda napięcia wejściowego jest zmniejszona stokrotnie (-40 dB) w stosunku do napięcia wejściowego. Niezależnie od wartości parametru Q częstotliwość ta jest równa $10 \cdot f_n$. Dokładniej mówiąc tłumienie dla częstotliwości $10 \cdot f_n$ jest zależne także od wartości parametru Q ale niezwykle słabo (patrz rys. 2). Różnica tłumienia dla sekcji z Q = 20 i Q = 0,5 ($\zeta = 0{,}025$ i $\zeta = 1$) wynosi zaledwie 0,17 dB.
Kontrolę dobroci Q pojedynczej sekcji można wykonać znajdując maksimum charakterystyki amplitudowej. Dla $Q > 1/\sqrt{2} \approx 0{,}707$ zachodzi bowiem związek

$$\frac{A_m}{A} = \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2-1}} \qquad (12)$$

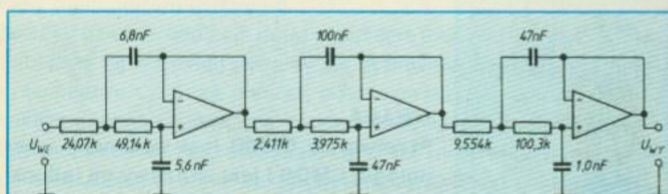
w którym "A_m" oznacza amplitudę na wyjściu sekcji dla częstotliwości f_m odpowiadającej położeniu maksimum, natomiast "A" oznacza amplitudę napięcia wejściowego. Zachodzi przy tym nierówność $f_m < f_n$.
Dla dużych wartości dobroci Q różnica częstotliwości f_m i f_n jest niewielka i wynosi 1% dla Q = 5 wzrastając do 6,5% dla Q = 2. Dla Q < 0,707 maksimum charakterystyki amplitudowej przesunięte jest jednak aż do częstotliwości f = 0 i wtedy $A_m/A = 1$. Kontrolę dobroci można w tej sytuacji przeprowadzić mierząc częstotliwość $f_{-3\,dB}$, dla której spadek wzmocnienia wynosi $1/\sqrt{2} \approx 0{,}707$, czyli ok. 3 dB. Korzystamy wtedy ze związku:

$$f_{-3\,dB} = f_n \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \qquad (13)$$

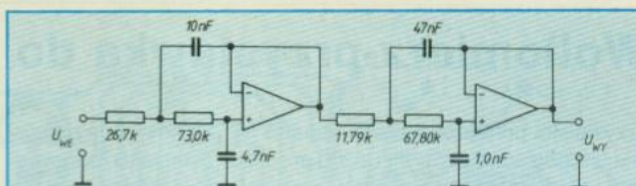
Korektę parametrów Q i f_n przeprowadzamy zmieniając odpowiednio C_1 a następnie R_1. Dla $R_1 = R_2$ mała zmiana R_1 nie powoduje zmiany Q i wpływa jedynie na f_n.

Przykłady

Wykorzystując przedstawione wyżej zasady zaprojektowano i wykonano dwa filtry aktywne do celów krótkofalarskich.
Na rys. 4 przedstawiono układ trójsekcyjnego filtru dolnoprzepustowego Butterwortha, którego częstotliwość graniczna jest równa 750 Hz.
Na rys. 5 przedstawiono dwusekcyjny filtr Czebyszewa o częstotliwości granicznej 750 Hz. Założone zafalowanie Rip = 0,2 dB.
Przedstawione tu filtry aktywne mogą być użyte do odbioru

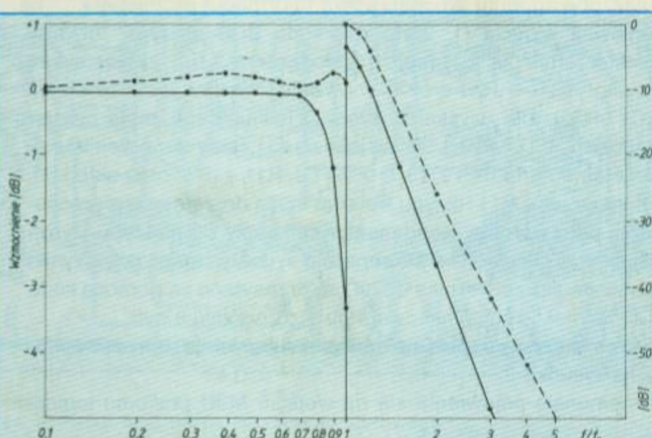


Rys. 4. Schemat dolnoprzepustowego filtru aktywnego wykonany z trzech podstawowych sekcji. Charakterystyka przenoszenia filtru jest funkcją Butterwortha. Założona wartość częstotliwości granicznej f_n = 750 Hz, a nachylenie charakterystyki powyżej f_n: 36 dB/oktawę



Rys. 5. Schemat dolnoprzepustowego filtru aktywnego wykonanego z dwóch podstawowych sekcji. Charakterystyka przenoszenia filtru jest funkcją Czebyszewa. Częstotliwość graniczna f_n = 750 Hz, a założone zafalowanie Rip = 0,2 dB

telegrafii i stanowić stopień toru m.cz. odbiornika. Filtr ogranicza pasmo szumowe toru m.cz. W przypadku odbiornika z bezpośrednią przemianą częstotliwości, mającego na wejściu podwójnie zrównoważony mieszacz diodowy wnoszący tłumienie około 6 dB, ma to istotne znaczenie. Zostają poprawione w ten sposób parametry szumowe toru m.cz., a zatem i parametry szumowe całego odbiornika.
Do konstrukcji filtrów użyto: układy operacyjne z wewnętrzną kompensacją częstotliwości ULY7741 (lub TLO84), kondensatory typu KSF i MKSE oraz selekcjonowane rezystory. Dla każdej sekcji obu filtrów wartości kondensatorów C_1, C_2 zostały wy-



Rys. 6. Otrzymana doświadczalnie charakterystyka amplitudowa filtru Butterwortha z rys. 4 (linia ciągła) i filtru Czebyszewa z rys. 5 (linia przerywana)

brane tak, że przynajmniej jedna z rezystancji R_1, R_2 jest zbliżona do rezystancji znamionowej szeregu E24.
Kontrolę parametrów sekcji filtru Czebyszewa można przeprowadzić ustalając częstotliwości graniczne $f_{n,1}$ = 525,8 Hz i $f_{n,2}$ = 821,1 Hz. Dobroć pierwszej sekcji Q_1 = 0,646 sprawdza się pomiarem częstotliwości $f_{-3\,dB}$ = 476 Hz, natomiast dobroć drugiej sekcji Q_2 = 2,436, gdy maksimum charakterystyki amplitudowej występuje dla częstotliwości f_m = 786 Hz, a wzmocnienie napięciowe A_m/A równe jest wtedy 2,49.
Na rys. 6 przedstawiono otrzymane doświadczalnie charakterystyki amplitudowe obu filtrów. Charakterystyki zgadzają się dobrze (w granicach 2%) z charakterystykami obliczonymi, nawet jeśli nie przeprowadzono dokładnych korekt parametrów sekcji.

LITERATURA

[1] Ioannides P.G.: RC elements improve active-filter performance, Electronic Engineering, May 1972, s. 43-46
[2] Kuo F.F.: Network analysis and Synthesis, John Wiley, New York, 1966
[3] Herpy M., Berka J.C.: Active RC Filter Design, Akademiai Kiado, Budapest 1986
[4] Białko M. (red.): Filtry aktywne RC, WNT, Warszawa 1979
[5] Huelsman L.P., Allen P.E.: Introduction to the Theory and Design of Active Filters, McGraw-Hill Book Company, 1980
[6] Ghausi M.S., Laker K.R.: Modern Filter Design. Active RC and Switched Capacitor, Prentice-Hall, Inc., 1981 □

Woltomierz-przystawka do mikrokomputera CA80

Piotr Kozakow

Przystawka pomiarowa została oparta na 12-bitowym przetworniku analogowo-cyfrowym C520D produkcji byłej NRD (odpowiednik układu AD2020 Analog Devices), opisanym dokładnie w [1]. Mimo upływu czasu przetwornik jest nadal stosowany z uwagi na niską cenę (ok. 30 tys.) oraz prostotę realizacji z jego pomocą praktycznych układów pomiarowych. Przystawka jest przeznaczona do współpracy z mikrokomputerem CA80- którego dokładny opis zamieszczono w numerach 7/1989, 9/1990 i 4/1992 "Radioelektronika".

Jest to zestaw do samodzielnego złożenia, przydatny – dzięki wyposażeniu go w programowany równoległy "port użytkownika" – jako prosty sterownik mikroprocesorowy. Wyjścia portów PA, PB i PC układu 8255 w komputerze CA80 wyprowadzone są na 50-stykowe złącze użytkownika ZU50. Do obsługi opisywanej przystawki wykorzystano jedynie porty PA i PC.

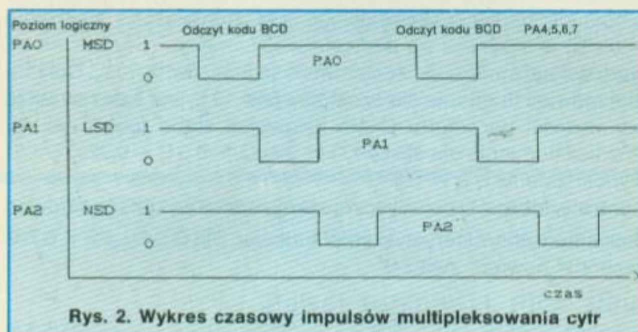
Pracę przystawki pomiarowej nadzoruje program maszynowy o nazwie "WOLTOMIERZ".

Schemat interfejsu woltomierza jest przedstawiony na rys. 1. Strony pomiarowa i analogowa (wyjścia 6 do 13) zostały połączone zgodnie z podstawową informacją producenta.

Ponieważ wyjścia (1. 2. 15. 16) kodu BCD są typu "otwarty kolektor" (nie są zgodne ze standardem TTL), zastosowano rezystory R4 ÷ R10 oraz formowanie impulsu przez układ U2 (UCY74132). Dla uzyskania sygnału inicjującego zapis cyfr na wyjściach NSD, MSD, LSD zastosowano układy generacji impulsu z elementami T1, T2, T3, C1, C2, C3, R11 ÷ R16 oraz układ U3. Potencjometry R1 i R2 typu Helitrim służą do zerowania i cechowania przetwornika. Kondensator całkujący Cp jest typu styrofleksowego. Diody D1 ÷ D3 separują sygnały zapisu cyfr. Wyniki pomiarów z przetwornika C520D są przesyłane za pomocą kodu BCD techniką multipleksowania poszczególnych cyfr.

Wykres czasowy impulsów multipleksujących jest przedstawiony na rysunku 2.

W momencie pojawienia się na wejściu MSD poziomu logicznego "0" na wyjścia kodu BCD przetwornika zostaje wysłana wartość cyfry do odczytu. Powrót MSD do poziomu "1" kończy odczyt cyfry i rozpoczyna taki sam cykl dla cyfry LSD i NSD. Program odczytujący wartość z przetwornika powinien więc synchronizować odczyt wyjść BCD ze stanami linii MSD, LSD, NSD.

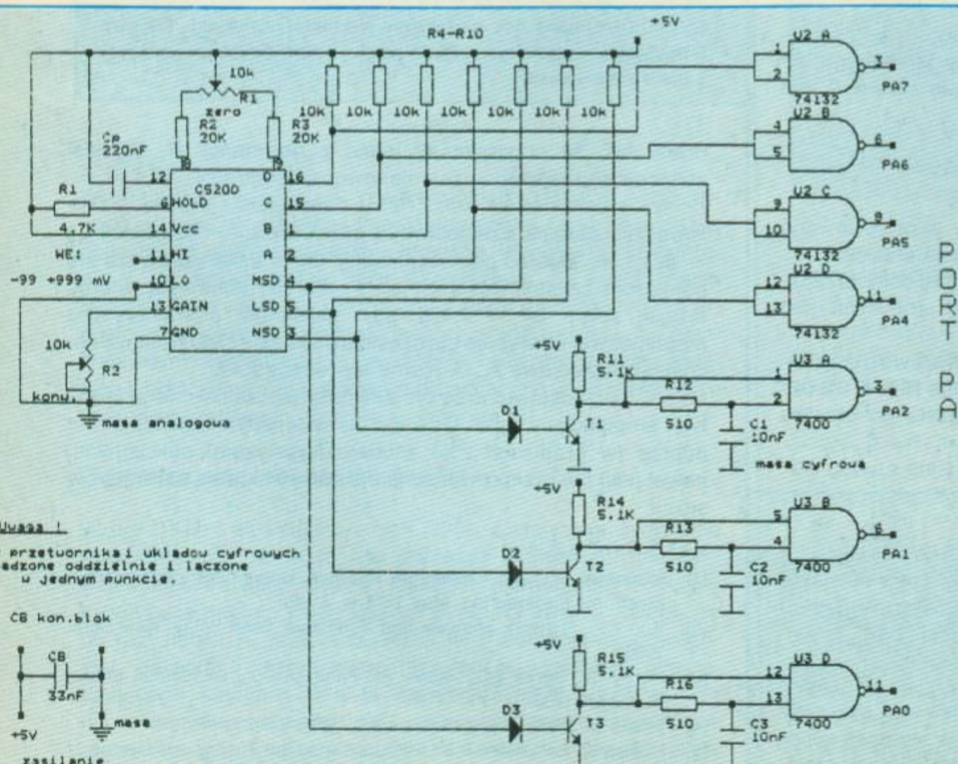


Rys. 2. Wykres czasowy impulsów multipleksowania cyfr

Płytkę wykonujemy dowolną techniką zgodnie ze schematem. W zależności od użytych elementów należy dokonać ewentualnej korekcji otworów – dotyczy to przede wszystkim potencjometrów R1 i R2 (koniecznie typu Helitrim) złącza krawędziowego portu PA i zasilania. W przypadku konieczności wykonania przedwzmacniacza pomiarowego należy jego płytę umieścić nad płytą woltomierza na słupkach dystansowych o wysokości 15 mm.

Schemat montażowy płytki drukowanej jest przedstawiony na rysunkach 3a i 3b.

W pierwszej kolejności krosujemy zwory Z1, Z2, Z3 i lutujemy podstawki (podstawka pod przetwornik jest konieczna, pozostałe wg uznania, z praktyki jednak wiadomo, że w konstrukcjach amatorskich nie warto oszczędzać na podstawkach). Kondensator Cp powinien mieć dobrą stabilność czasowo-temperaturową. Po wlutowaniu pozostałych elementów i dokładnym sprawdzeniu całej płyty można włożyć przetwornik do podstawki i podłączyć interfejs do napięcia 5 V (np. z zasilacza CA80). Na porcie PA (bit 0, 1, 2) powinny pojawić się regularne impulsy świadczące o multipleksowaniu cyfr. Na wyjściach kodu BCD (bit 4, 5, 6, 7) impulsy mogą być nieregularne w zależności od odczytywanego wyniku. Po zwarciu wejść przetwornika (HI, LO) impulsy powinny się ustabilizować. Pomiarów dokonujemy sondą logiczną.



Rys. 1. Schemat sprzęgu pomiarowego dla mikrokomputera CA80

UWAGA

Przetwornik C520D jest wykonany technologią CMOS i jest wrażliwy na ładunki elektryczne. Nie należy bezpośrednio dotykać wejść przetwornika rękami. Nagromadzony na rękach ładunek można odprowadzić dotykając kranu lub kaloryfera. Najczęstszym objawem uszkodzenia

przetwornika jest niemożność jego wyzerowania potencjometrem R1 po zwarciu na wejściu.

Zamieszczony poniżej opis wyjść na złączu użytkownika ZU50 pochodzi z dokumentacji producenta CA80. Zamieszczone wskazówki ułatwią dołączenie woltomierza-przystawki do komputera.

Port PA (wejściowy) służy do odczytu danych z przetwornika.

PA0 – 1 cyfra (MSD – najstarsza)
PA1 – 3 cyfra LSD
PA2 – 2 cyfra (NSD – najmłodsza)
PA4 – A
PA5 – B obsługa dekad (kod BCD).
PA6 – C
PA7 – D

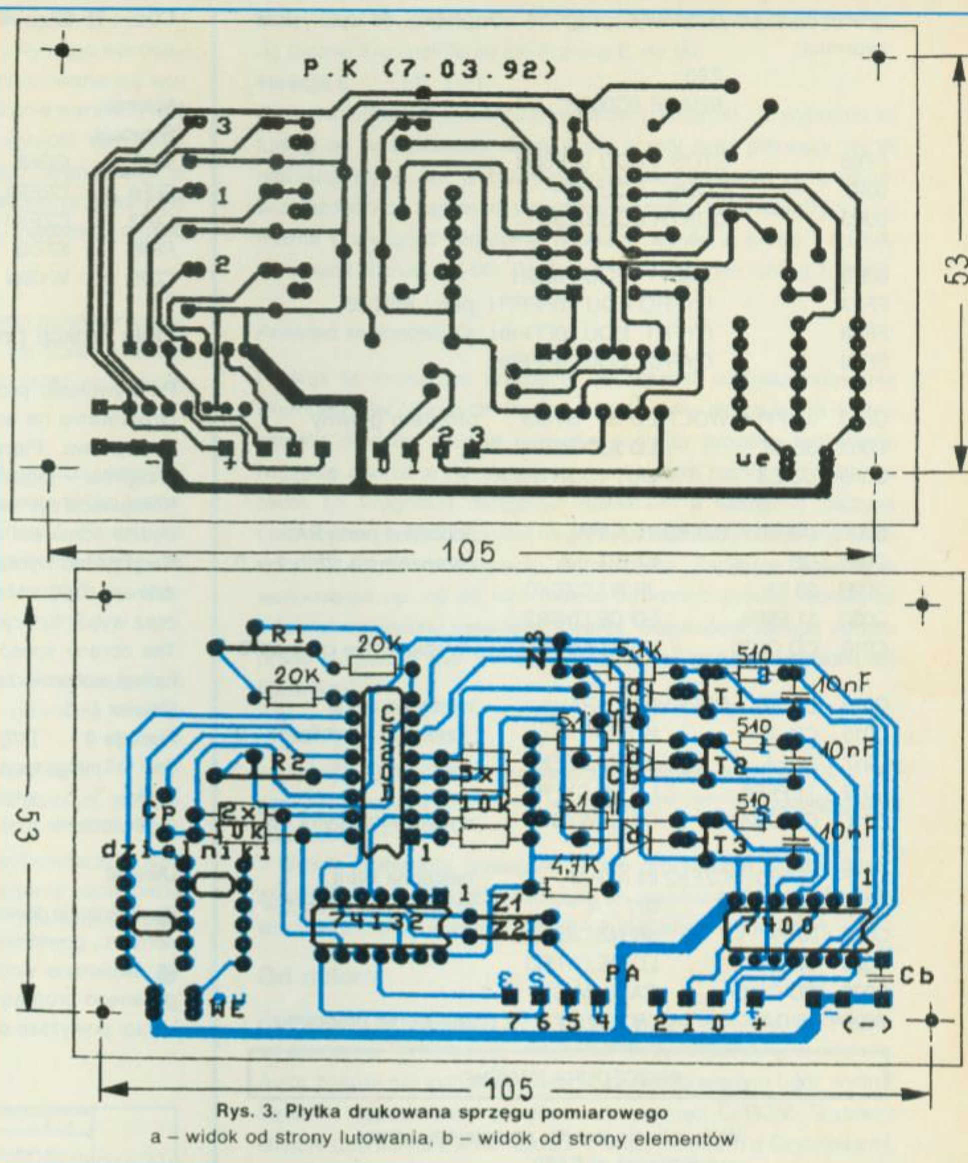
Port PB (wejściowy) niewykorzystany

Port PC (wyjściowy) – obsługa automatyki

PC0 i PC1 – obsługa urządzeń zewnętrznych (bity ustawiane są naprzemiennie);
PC5 – obsługa zakresu 9.9 V do +99.9 V
PC6 – obsługa zakresu –99 mV do +9.99 V
PC7 – obsługa zakresu –99 mV do +999 mV (bit = 1 oznacza wybranie zakresu).

Opis złącza użytkownika ZU50 wg dokumentacji CA80.

Uruchomienie rozpoczyna się od przyłączenia interfejsu do CA80 i wywołania programu. Po pojawieniu się napisu



Rys. 3. Płytka drukowana sprzęgu pomiarowego
a – widok od strony lutowania, b – widok od strony elementów

ZU50	1	2	3	4	5	6	7	8	48	50
wyjście	PA0	PA1	PA2	PA3	PA4	PA5	PA6	PA7	Vcc	GND

ZU50	18	19	20	21	22	23	24	25
wyjście	PC0	PC1	PC2	PC3	PC4	PC5	PC6	PC7

"-VOLT- __ __" wybieramy funkcję F0 (prosty odczyt). Przy zwartym wejściu przetwornika na wyświetlaczu powinien się pojawić stabilny wynik. Potencjometrem R1 sprowadzamy wynik na wyświetlaczu do zera. Aby dokonać kalibracji przetwornika (ustawić współczynnik konwersji) należy posłużyć się dobrej klasy multimetrem cyfrowym.

Budując dzielnik napięcia dający napięcie 999 mV (lub możliwie najbliższe tej wartości) staramy się doprowadzić wskazania na wyświetlaczu CA80 za pomocą potencjometru R2 do równego wskazaniom na multimetrze. Wskazania te powinny być również stabilne w czasie. Napięcie skalowania można uzyskać z napięcia 5 V budując dzielnik np. 5K/1K – (potencjometr precyzyjny). Po dokonaniu kalibracji przetwornika należy zabezpieczyć nastawy potencjometrów R1 i R2 kroplą farby nitro. W przypadku użycia przetwornika jako woltomierza stałego należy wlutować odpowiednie dzielniki (1:10 lub 1:100) w pole oznaczone na schemacie napisem "dzielniki".

Program "Woltomierz"

Program nadzoruje pracę zautomatyzowanego woltomierza o podstawowym zakresie pomiarowym od –99 mV do 999 mV. Poprzez zastosowanie dzielników wejściowych sterowanych np. stykami przekaźników (bity PC5-7), przewidziano rozbudowę zakresów pomiarowych od –0,99 V do +9,99 V i od –9,9 V do +99,9 V.

Zastosowanie dzielników napięcia wprost nie jest jednak rozwiązaniem najkorzystniejszym ze względu na dość spory prąd wejściowy przetwornika (110 A), dlatego przy wymaganej dużej oporności wewnętrznej wskazane jest uzupełnienie przetwornika przedwzmacniaczem o zmiennym w stosunku 10:1 współczynniku wzmocnienia napięciowego. Wzmacniacz taki opisano w [1].

Przy wejściu do programu zakres woltomierza ustawiany jest programowo na największy (bit PC5 = 1). Przetwornik wytrzymuje (wg katalogu) bezpośrednie napięcie na wejściu –15, +15 V.

W momencie pojawienia się na wyjściu MSD poziomu logicznego "0" na wyjściu kodu BCD przetwornika zostaje wysłana wartość cyfry do odczytu. Powrót MSD do poziomu "1" kończy odczyt cyfry i rozpoczyna taki sam cykl dla cyfry LSD i NSD. Program odczytujący wartość z przetwornika powinien więc synchronizować odczyt wyjść BCD ze stanami linii MSD, LSD, NSD. Przy podłączeniu portu PA jak opisano wcześniej można

uruchomić przykładowy program ciągłego odczytu przetwornika:

```
                 .Z80
                 .PHASE 0C000H

FF66             STOS  EQU 0FF66H
0092             CONF  EQU 92H
00E3             CONTR EQU 0E3H

00E0              PA     EQU  0E0H
FFF7              CYFRO EQU  0FFF7H ;patrz MIK 05
FFF8              CYFR1  EQU  0FFF8H
FFF9              CYFR2  EQU  0FFF9H

C000  31 FF66 WOLT: LD SP, STOS ;    program główny
C003  3E 92         LD A,CONF
C005  D3 E3         OUT (CONTR),A

C007  DB E0   CZEK0:IN A,(PA)       ; odczyt z portu PA
C009  CB            47 BIT 0,A      ; czekanie na strob 1→ 0
C00B  20 FA         JR NZ,CZEK0
C00D  11 FFF9       LD DE,CYFR2
C010  CD C02D       CALL WYSW       ; wyświetlenie cyfry MSD

C013  DB E0   CZEK1:IN A, (PA)      ;następna cyfra
C015  CB 4F         BIT 1,A         ; czekanie na strob 1→ 0
C017  20 FA         JR NZ,CZEK1
C019  11 FFF8       LD DE,CYFR1
C01C  CD C02D       CALL WYSW       ;wyświetlenie cyfry LSD

C01F  DB E0   CZEK2:IN A,(PA)       ;następna cyfra
C021  CB 57         BIT 2,A         ;czekanie na strob 1→ 0
C023  20 FA         JR NZ,CZEK2
C025  11 FFF7       LD DE,CYFR0
C028  CD C02D       CALL WYSW
C02B  18 DA         JR CZEK0        ;zapętlenie programu
```

PROCEDURA "WYSW"

```
                 ;Wyświetlenie wyniku na kolejnej cyfrze
                 ;wyświetlacza w CA80.
                 ;Wejście: kod BCD pobrany z wyjść przetwornika
                 ;Wyjście: cyfra do wyświetlenia w DE

C02D  F5      WYSW:PUSH AF
C02E  E5           PUSH HL
C02F  C5           PUSH BC

C030  21 C047      LD HL,TABLC ;adr.tabl.cyfr do
                               ;wyświetlenia
C033  01 0000      LD BC,0H
C036  DB E0        IN A,(PA)   ;odczytaj PA
C038  2F           CPL         ;wynika z system.wysw.w CA80
C039  E6 F0        AND 0F0H    ;tylko bity kodu BCD
C03B  0F           RRCA        ;przesunięcie na poz. młodszą
C03C  0F           RRCA
C03D  0F           RRCA
C03E  0F           RRCA
C03F  4F           LD C,A      ;wyznaczenie adr.w TABLC
C040  09           ADD HL,BC
C041  7E           LD A,(HL)   ;znak odpowiadający BCD
C042  12           LD (DE),A   ;znak w CYFR0–1
C043  C1           POP BC
C044  E1           POP HL
C045  F1           POP AF
C046  C9           RET
C047  3F 06   5B 4F  TABLC    :DB 3FH,6H,5BH,4FH ;cyfry 0,1,2,3
C04B  66 6D   7D 07           DB 66H,6DH,7DH,7H ;cyfry 4,5,6,7
C04F  7F 6F   40              DB 7FH,6FH,40H ;cyfry 8,9,(–)
                   .DEPHASE
                   END WOLT
```

Macros:
Symbols:

0092	CONF	00E3	CONTR	FFF7	CYFR0						
FFF8	CYFR1	FFF9	CYFR2	C007	CZEK0						
C013	CZEK1	C01F	CZEK2	00E0	PA						
FF66	STOS	C047	TABLC	C000	WOLT						
C02D	WYSW										

Opis funkcji programu

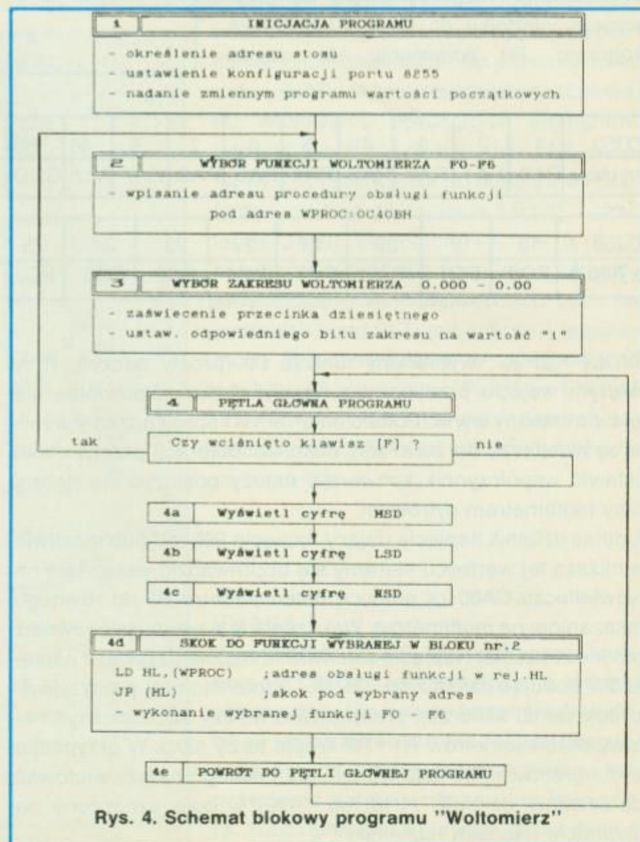
Po wywołaniu programu pojawia się napis VOLT i następuje oczekiwanie na wybór zakresu oraz funkcji. Jest to zawsze liczba dwucyfrowa. Pierwsza cyfra jest wymaganą ilością miejsc po przecinku – legalne 1, 2, 3, druga numerem funkcji – od 0 do 6. Kombinacja cyfr inna niż wymienione nie zostanie przyjęta i program będzie oczekiwał na podanie prawidłowego zlecenia.
Na przykład wybranie kombinacji 21 oznacza:
zakres – 0,99 mV do +9,99 V (dwa miejsca po przecinku)
oraz wybór funkcji nr 1
Tak obrany sposób wyboru zakresu jest wspólny dla wszystkich funkcji woltomierza od 0÷5. Po dokonaniu wyboru należy nacisnąć klawisz [=].

Funkcja 0 **[X0] [=]** (X – cyfra od 1-3)
Jest to funkcja zwykłego woltomierza trzycyfrowego z wyświetleniem znaku "–" i sygnalizacją przekroczenia zakresu pomiarowego (wyświetlenie znaku "– – – ").

Uwaga!

- wciśnięcie dowolnego klawisza cyfrowego powoduje zatrzymanie pomiaru, powtórne wciśnięcie klawisza pomiar ten uaktywnia.
- dwukrotne wciśnięcie klawisza [F] powoduje powrót do menu głównego programu (napis "VOLT _ _ _").

Uwagi powyższe dotyczą wszystkich funkcji 0-5 programu.



Rys. 4. Schemat blokowy programu "Woltomierz"

Funkcja 1 [X1] [=] [yyy] [=] (yyy – ograniczenie)
Wybranie tej funkcji po naciśnięciu klawisza [=] wymaga wprowadzenia wartości której osiągnięcie będzie sygnalizowane na wyświetlaczu oraz sygnałem dźwiękowym. Np. wybranie wartości [123] • [=] po osiągnięciu jej przez przetwornik, wywoła włączenie sygnalizacji niezależnie od zakresu pomiarowego. Sygnalizacja ta jest punktowa tzn. działa tylko po zrównaniu wartości przetwornika z wartością nastawioną i stworzona została do rejestracji napięć wolno zmieniających się w czasie.

Funkcja 2 [X2] [=] [yyy] [=]
Jest to funkcja typu "zatrzask". Osiągnięcie wartości zadeklarowanej powoduje włączenie automatyki i sygnalizacji na stałe oraz zatrzymanie wyniku pomiaru. Wyjście z funkcji przez wciśnięcie klawisza 2•[F].

Funkcja 3 [X3] [=] [yyy] [=]
Funkcja ta dzieli obszar pomiarowy na przedziały poniżej i powyżej wartości ograniczenia. Przekroczenie przedziału powyżej tej wartości powoduje zadziałanie sygnalizacji i automatyki. Powrót do wartości poniżej ograniczenia przywraca stan poprzedni. Funkcja ta została stworzona z myślą o regulatorze dwustanowym np. temperatury.

Funkcja 4 [X4] [=] [yyy] [=]
Działanie tej funkcji jak funkcji 3, tylko z odwrotnym działaniem – przekroczenie wartości ograniczenia w dół powoduje reakcję programu.

Funkcja 5 [X5] [=] [zzz] [=] (zzz–próbkowanie)
Funkcja realizuje zapis wyników pomiarów do pamięci z zadeklarowaną częstotliwością.
Po wybraniu numeru funkcji i wciśnięciu [=] na wyświetlaczu pojawi się licznik "00" i program będzie oczekiwał na podanie parametrów próbkowania pomiaru. Parametr ten może przyjmować wartości:
liczba: 1 – próbkowanie w msek
2 – próbkowanie w sek
3 – próbkowanie w min
4 – próbkowanie w godz
2 i 3 liczba –wartość odstępu czasowego
0-99 dla msek
0-60 dla sek, min, godz
np. 220– oznacza pobieranie wyniku pomiaru do pamięci co 20 s.
Po zatwierdzeniu parametru [=] rozpoczyna się zapisywanie do pamięci kolejnych wyników pomiarów. Pobieranie to można zatrzymać i powtórnie uruchomić jak dla funkcji 0. Zapis do pamięci do momentu zapełnienia się licznika tj. do 99.

Funkcja 6 [6] [=]
Odczyt zapisanych w funkcji 5 wyników pomiarów. Po wybraniu tej funkcji na wyświetlaczu ukazuje się licznik oraz pierwszy wynik pomiaru. Wynik ten jest wyświetlany bez przecinka ze znakiem w zależności od zapisanej wcześniej wartości. Klawiszami [=] i [•] można przeglądać wszystkie zapisane wyniki w przód i do tyłu w ramach licznika (01-99). Wyjście z funkcji jak we funkcji 1 (2•[F]).

Przykład zastosowania:

Funkcja ta może być przydatna do kontroli procesu ładowania akumulatorów niklowych. Stopień naładowania akumulatora można określić śledząc zmianę napięcia podczas procesu ładowania. Napięcie mierzone na zaciskach akumulatora rośnie (od 1,2 V do około 1,5 V/ogniwo) osiągając maksimum a następnie zaczyna nieznacznie opadać. Moment osiągnięcia maksimum napięcia świadczy o pełnym naładowaniu akumulatora. Zapisując wskazania woltomierza np. co 30 min można odtworzyć proces ładowania i dobrać optymalny czas jego trwania. Oczywiście zasada doboru prądu ładowania (ok. 10÷20% pojemności) w tym przypadku też obowiązuje.

Uwagi

– zapis [12] [=] [123] [=] oznacza – wciśnięto klawisze "1" i "2" zatwierdzono klawiszem "=", wciśnięto "1", "2", "3" i zatwierdzono klawiszem "=".
– w celu ułatwienia posługiwania się programem wprowadzono znaczniki "_ _" podpowiadające ile znaków z klawiatury należy wprowadzić przy wyborze funkcji lub deklaracji ograniczeń.

Od autora

Ze względu na zajmujący ponad 3 strony wydruk kodu maszynowego programu "Woltomierz" nie został on zamieszczony w artykule. Autor zgadza się jednak udostępnić zainteresowanym bądź wydruk bądź też zapisać treść programu do pamięci EPROM. Redakcja chętnie pośredniczy w kontaktach między Autorem a Czytelnikami.

LITERATURA

[1] "Radioelektronik" nr 6/1986

□

nowa technika 

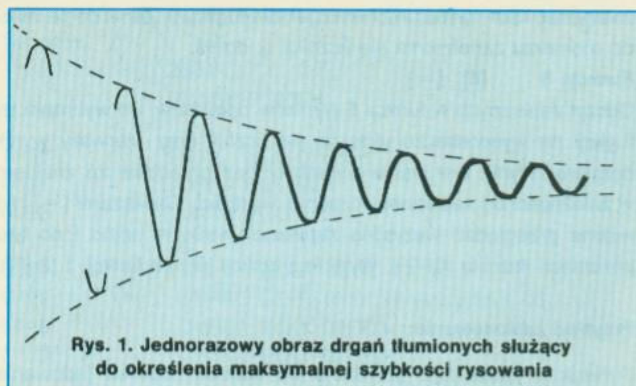
Oscyloskopowa lampa mikrokanalikowa

Jerzy Rydzewski

Fotograficzna rejestracja przebiegów jednorazowych lub o małej częstotliwości powtarzania jest ograniczona — dla danego typu lampy, filmu i kamery — maksymalną prędkością rysowania. Rejestracja wzrokowa takich przebiegów dodatkowo zależy od jaskrawości pomieszczenia, w którym dokonujemy obserwacji przebiegu. Ponieważ trudno byłoby pracować w pomieszczeniu całkiem ciemnym przebiegi o małej jaskrawości obserwuje się przez specjalne tubusy (osłony) osłaniające lampę przed światłem zewnętrznym.
Zdolność zarejestrowania przebiegu jednorazowego określamy przez tzw. maksymalną prędkość rysowania, to jest prędkość liniową plamki na ekranie, która jeszcze da się zarejestrować wizualnie lub fotograficznie, przy jednorazowym przebiegu. Lampy o dużym napięciu przyspieszającym (ponad 20 kV) pozwalają zarejestrować fotograficznie przebieg o prędkości 1 cm/ns.
Wygodną metodą pomiaru maksymalnej prędkości rysowania jest fotograficzna lub wizualna rejestracja jednorazowego przebiegu tłumionych oscylacji sinusoidalnych w liczbie około 10 okresów na pełny ekran (rys. 1).
Prędkość określa się przez pomiar amplitudy połówki sinusoidy, która może być uznana za jeszcze widoczną i oblicza według wzoru:

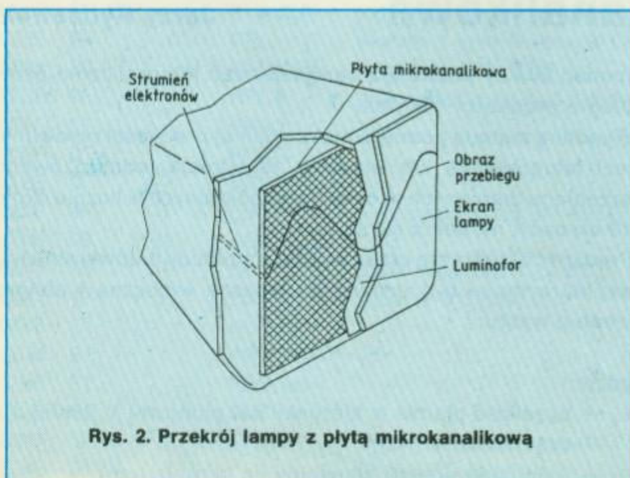
$$v_Y = 2 \pi f A$$

gdzie:
v_Y — prędkość plamki w kierunku osi pionowej Y [cm/s],
f — częstotliwość [Hz],
A — amplituda obrazu sinusoidy na ekranie [cm].



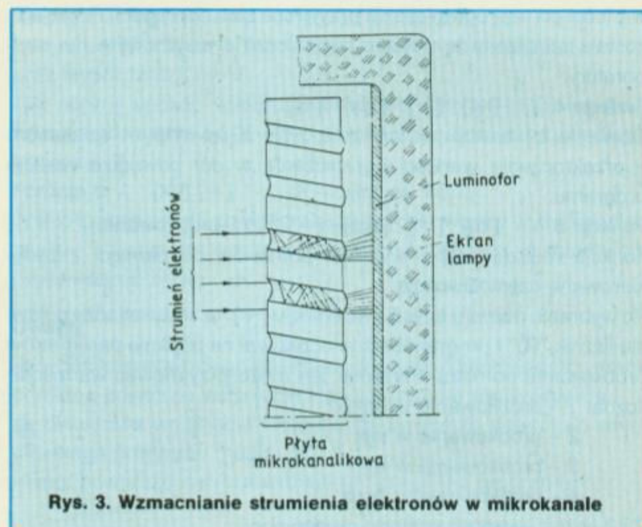
Rys. 1. Jednorazowy obraz drgań tłumionych służący do określenia maksymalnej szybkości rysowania

Maksymalna prędkość rysowania przy obserwacji wizualnej zależy od wielu czynników, jak: typ lampy, typ luminoforu, wartość napięcia przyspieszającego, oświetlenie otoczenia, natężenie prądu w wiązce rysującej przebieg. Przy rejestracji fotograficznej należy uwzględnić parametry aparatu, materiału negatywowego i metody jego obróbki.
Fotograficzna rejestracja krótkotrwałych przebiegów jednorazowych lub o małej częstotliwości powtarzania jest wprawdzie czulsza niż rejestracja wizualna, ale bardziej kłopotliwa. Dlatego też producenci lamp oscyloskopowych poszukują sposobów zwiększenia wizualnej prędkości rysowania, tak aby krótkotrwałe przebiegi o małej częstotliwości powtarzania mogły być obserwowane w normalnych warunkach oświetlenia bez potrzeby stosowania aparatu fotograficznego. Znaczne efekty uzyskano w opracowanej przez firmę Tektronix (USA) lampie oscyloskopowej z płytą mikrokanalikową (ang. microchannel plate tube). W lampie tej (rys. 2), w jej wnętrzu, tuż przed normalnym ekranem z luminoforu została umieszczona płyta szklana grubości 1,3 mm, w której wykonano mnóstwo otworów o średnicy 25 μm umieszczonych blisko siebie. Otwory te tworzą mikrokanały, których oś jest pochylona w stosunku do kierunku padania elektronów o 15°, a ich wnętrze jest odpowiednio spreparowane, aby uzyskać zwiększenie własności emisji elektronów. Obie strony płyty są metalizowane, tak że wzdłuż kanałów można utworzyć odpowiedni spadek napięcia, przyspieszający elektrony.
Z chwilą gdy strumień elektronów wpadnie do wnętrza kanału (rys. 3) i uderzy w ściankę, następuje emisja wtórna elektronów w wyniku czego strumień opuszczający kanalik jest znacznie wzmocniony (około 10 000 razy). Wzmocniony strumień elektronów po opuszczeniu kanału zostaje przyspieszony napięciem 12,5 kV, jakie występuje między metalizacją ekranu a metalizacją płyty mikrokanalikowej i przebywa niedużą odległość dzielącą go od ekranu, dając jaskrawy, ostry obraz.



Rys. 2. Przekrój lampy z płytą mikrokanalikową

W ten sposób w oscyloskopie analogowym firmy Tektronix typ 2467B, z lampą mikrokanalikową, uzyskano około 100-krotne zwiększenie wizualnej prędkości rysowania w stosunku do konwencjonalnej lampy oscyloskopowej. Lampa ta emituje na tyle dużo światła, że można przy normalnym oświetleniu pomieszczenia, bez użycia osłony zaobserwować przebieg o prędkości rysowania 4 cm/ns.
Dużą zaletą tej lampy jest zjawisko nasycania się kanalików w tych fragmentach obrazu, gdzie jest większe natężenie prądu wiązki elektronów, podczas gdy rejony przebiegu o mniejszym natężeniu wiązki (np. zbocze impulsu) padają na kanaliki zdolne do pełnego wzmocnienia. W ten sposób uzyskuje się wyrównanie jaskrawości pomiędzy szybkimi i powolnymi fragmentami przebiegu. Wyrównanie jaskrawości obrazu uzyskuje się również dla przebiegów wolno- i częstopowtarzalnych. Dzięki temu widoczne jest zakłócenie rzadko powtarzające się, lub jednorazowe, nałożone na



Rys. 3. Wzmacnianie strumienia elektronów w mikrokanale

przebieg powtarzalny. (W oscyloskopie z konwencjonalną lampą oscyloskopową zakłócenie takie jest niewidoczne a na uchwycenie jego przez oscyloskop cyfrowy trzeba by było poświęcić wiele minut, a nawet i godzin).
Oscyloskop z lampą mikrokanalikową, np. wspomniany analogowy oscyloskop typ 2467B firmy Tektronix znajduje zastosowanie przy wykrywaniu zakłóceń występujących w układach cyfrowych, przy pomiarach jednorazowych impulsów laserowych i radarowych, przy testowaniu napędów do dysków komputerowych. □

TOPNIKI PŁYNNE kalafoniowe i bezkalafoniowe
o różnej aktywności do cynowania i lutowania oraz
LAKIERY ELEKTROIZOLACYJNE
do płytek drukowanych poleca
FARMACEUTYCZNO-CHEMICZNA
SPÓŁDZIELNIA PRACY >LABOR<
51-162 WROCŁAW ul.Długosza 49
tel.253-085 (6) tlx 0712333
Poszukujemy dystrybutorów w Gdańsku, Krakowie, Warszawie, Łodzi, Katowicach ...



Magnetowid VHS (2)

inż. Andrzej Wyderka

W tej części artykułu przedstawiono działanie układów samoregulacji i kontroli innych bloków oraz zasadę zapisu helikalnego i podstawowe zespoły mechaniczne.

Tor samoregulacji

Do poprawnej pracy magnetowidu niezbędne są układy serworegulacji przesuwu taśmy i obrotów wirujących głowic wizyjnych. Zadaniem układu serworegulacji przesuwu taśmy, jest zapewnienie stałej, stabilizowanej prędkości przesuwu taśmy oraz takiego ustawienia taśmy względem głowic wizyjnych, aby głowica odczytująca ścieżkę wizyjną w momencie uzyskiwania kontaktu z taśmą natrafiła na ślad właściwej ścieżki. Schemat blokowy toru serworegulacji przedstawiono na rys. 1.

Tor serworegulacji taśmy składa się z dwóch podstawowych bloków: detektora częstotliwości impulsów tachometrycznych pochodzących z koła zamachowego wałka ciągnącego taśmę (lub silnika, gdy jest to silnik napędu bezpośredniego) oraz detektora fazy porównującego częstotliwość i fazę impulsów odniesienia (z generatora kwarcowego) a także impulsów pomiarowych. Impulsy pomiarowe podczas zapisu są impulsami tachometrycznymi, a podczas odczytu impulsami pochodzącymi z głowicy synchronizacji.

Zadaniem detektora częstotliwości jest wstępne ustawienie prędkości przesuwu taśmy. Zadaniem detektora fazy jest dokładna regulacja tej prędkości.

Tor serworegulacji obrotów dysku jest bardzo podobny do opisanego poprzednio toru serworegulacji przesuwu taśmy. Detektor częstotliwości mierzy częstotliwość impulsów tachometrycznych pochodzących z silnika napędu dysku i ustala wstępnie obroty dysku. Detektor fazy porównuje częstotliwość i fazę impulsów pick-up (impuls ze specjalnego czujnika umieszczonego w ściśle określonym miejscu w stosunku do głowic wizyjnych, wytwarzając jeden impuls na jeden obrót dysku wizyjnego) z impulsami synchronizacji ramki wydzielonymi z sygnału wizyjnego (podczas zapisu), albo z impulsami pochodzącymi z generatora kwarcowego (podczas odczytu).

Poprawna praca układów serworegulacji jest podstawowym warunkiem uzyskania stabilnego obrazu na ekranie telewizora. Drobne uszkodzenia toru sygnałowego magnetowidu mogą być nawet nie zauważone przez użytkownika (np. mniejsza szerokość pasma, zwiększenie szumów na ekranie itp.), natomiast każde uszkodzenie toru serworegulacji uniemożliwia oglądanie obrazu, ze względu na brak synchronizacji.

Tory serworegulacji tradycyjnie wykonywane były w technice analogowej. Ostatnio obserwuje się odchodzenie od techniki analogowej i realizację torów serworegulacji w technice cyfrowej. Oznacza to, że układy pomiarowe (detektory fazy i częstotliwości), układy sumacyjne a nawet układy sterujące silnikami, realizowane są techniką cyfrową przy użyciu mikroprocesorów specjalizowanych bądź (rzadziej) uniwersalnych. Ze względu na wymagane dokładności stabilizacji są to z reguły mikroprocesory 16-bitowe. Cyfrowe układy serworegulacji (w technice mikroprocesorowej) zapewniają większą niezawodność pracy i dokładności regulacji oraz umożliwiają zwiększenie ilości funkcji realizowanych przez magnetowid. Jest to również rozwiązanie bardziej ekonomiczne. Magnetowidy z tak wykonanymi układami serworegulacji najczęściej mają napis DIGITAL.

Układy kontroli

Układy kontroli odbierają i interpretują polecenia z przycisków i przełączników umieszczonych na płycie czołowej magnetowidu oraz z pilota zdalnego sterowania.

Wykonują polecenia zgodnie z algorytmem ich realizacji oraz kontrolują:

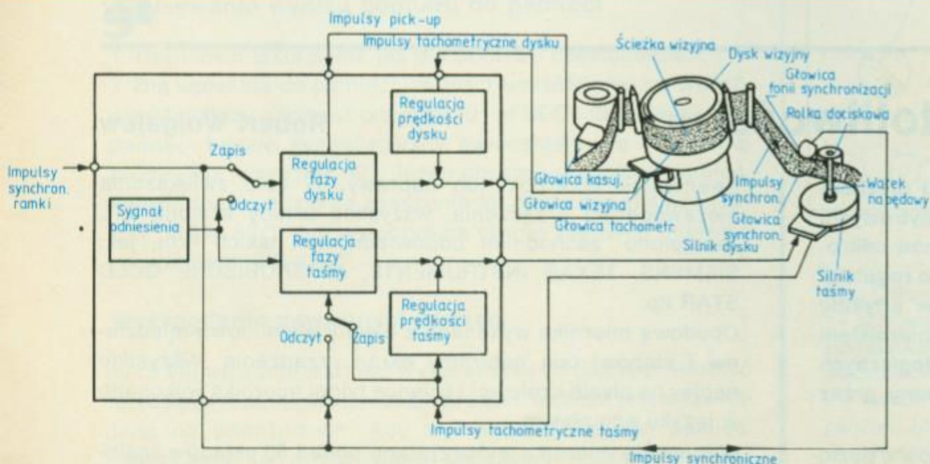
- zasilanie, poprawność pracy mechanizmu ładowania kasety i ładowania taśmy,
- układy serworegulacji przesuwu taśmy i obrotów dysku wizyjnego,
- układy wizyjne (system koloru, rodzaje wejść i wyjść itp.),
- układy fonii (wyciszanie, korekcje itp.),
- układy wyświetlaczy (diody świecące, wskaźniki fluorescencyjne, wyświetlanie informacji na ekranie TV),
- układy dostrojenia tunera i timera,
- inne funkcje magnetowidu (VPS, VISS itp.).

Układy kontroli sprawdzają także prawidłowość działania magnetowidu i w razie potrzeby wyłączają urządzenie.

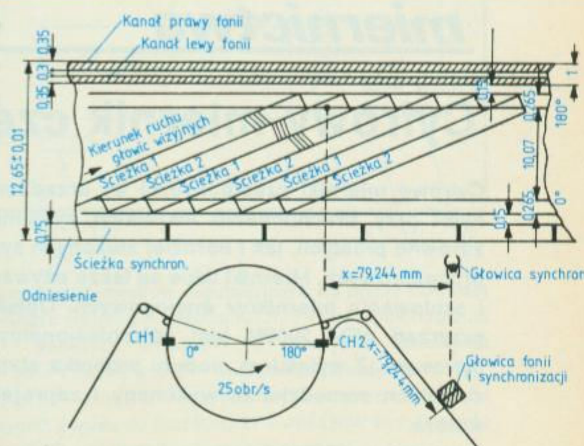
Zapis helikalny

Taśma wizyjna opasuje spiralnie cylinder (zwany bębnem wizyjnym), wewnątrz którego wiruje tarcza zwana dyskiem wizyjnym (rys. 1) z głowicami wizyjnymi.

Dysk wizyjny zawiera dwie głowice wizyjne CH1 i CH2 umieszczone pod kątem 180 stopni względem siebie (rys. 2). Wykonuje on 25 obrotów na sekundę synchronicznie z



Rys. 1. Schemat blokowy toru serworegulacji

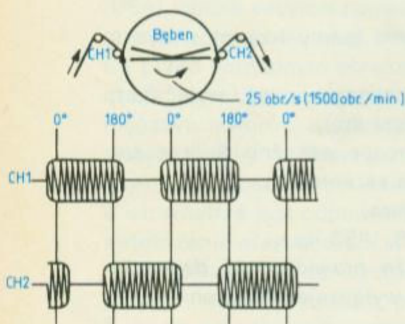


Rys. 2. Rozmieszczenie ścieżek na taśmie wizyjnej

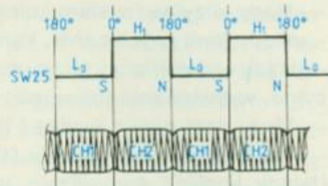
impulsami synchronizacji ramki sygnału telewizyjnego. Głowice rejestrują sygnały TV w postaci ścieżek magnetycznych umieszczonych pod pewnym kątem w stosunku do krawędzi taśmy. Kąt pochylenia ścieżek zależy od kąta nachylenia bębna wizyjnego, który odgrywa rolę prowadnika taśmy.
Na rys. 2 przedstawiono rozmieszczenie ścieżek na taśmie wizyjnej oraz podano wymiary ścieżek fonii i wizji.
Praktycznie w magnetowidzie stosuje się głowice zarówno o szerokości czoła większej od szerokości ścieżki (49 μm) jak i mniejszej. "Szersze" głowice z reguły stosuje się do realizacji efektów specjalnych (obraz stojący, podgląd do tyłu i do przodu). Jest to zawsze trzecia głowica na dysku pracująca tylko podczas odczytu i tylko przy realizacji efektów specjalnych.

Odczyt zapisu z taśmy 100

Kąt opasania bębna przez taśmę wynosi ok. 190 stopni. Na rys. 3 pokazano zależność między odczytywanym sygnałem a głowicami wizyjnymi. Początek odczytu następuje w momencie kiedy obie głowice (CH1 i CH2) mają kontakt z taśmą i kontynuowany jest później już tylko przez jedną głowicę. Aby uzyskać sygnał ciągły z dwu głowic stosuje się przełączanie głowic (rys. 4). Fala prostokątna sterująca przełączaniem nazywana SW 25, jest wytwarzana przez układy serworegulacji z impulsów pick-up.
Dla zapewnienia tej samej prędkości taśmy przy zapisie i odczycie zapisuje się na taśmie impulsy synchronizacji,



Rys. 3. Przebieg sygnałów odczytywanych przez głowice CH1 i CH2

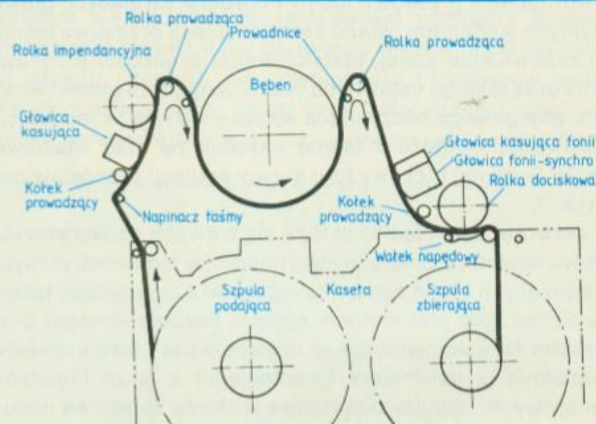


Rys. 4. Tworzenie sygnału ciągłego (z sygnałów na rys. 3)

otrzymywane dzięki podzieleniu przez dwa impulsów synchronizacji ramki sygnału telewizyjnego. Sygnał ten nazywany jest CTL. Głowica synchronizacji jest umieszczona w odległości 79,244 mm od końcowego położenia głowicy wizyjnej kanału 2 (patrz rys. 2). Odległość ta (oznaczona jako X) jest taka sama we wszystkich magnetowidach systemu VHS. Jest to jeden z warunków koniecznych dla zapewnienia pełnej wymienności nagrań między różnymi egzemplarzami magnetowidów VHS.

Mechanika napędu

Konstrukcja zespołów mechanicznych w magnetowidzie ma duże znaczenie dla prawidłowego działania zapisu i odtwarzania w magnetowidzie. Na rys. 5 pokazano mechanizm po załadowaniu kasety.



Rys. 5. Zespoły mechaniczne magnetowidu (stan po załadowaniu kasety)

Napinacz taśm współpracujący z hamulcem na talerzyku podającym zapewnia podawanie taśmy ze stałym naciągiem niezależnie od ilości taśmy na szpuli i rodzaju wykonywanej funkcji. Mechanizm ten często nazywany jest układem mechanicznej serworegulacji naciągu taśmy. Rolka impedancyjna pełni funkcję pochłaniacza energii taśmy pochodzącej od fluktuacji prędkości przesuwu i naciągu, co powoduje zmniejszenie zjawiska zwanego "jitter" (poziome drganie obrazu) podczas odczytu. Po przejściu taśmy przez rolkę impedancyjną, rolka prowadząca zmienia kierunek ruchu taśmy i podaje ją na ukośnie ustawioną prowadnicę taśmy, której zadaniem jest przestrzenne ustawienie płaszczyzny taśmy tak, aby była ona równoległa do powierzchni bębna wizyjnego i prawidłowo układała się na bębnie. Jednocześnie rolki prowadzące i prowadnice zapewniają prawidłowe ustawienie taśmy w stosunku do bębna tak, aby w momencie uzyskania kontaktu głowicy wizyjnej z taśmą, głowica trafiała na początek ścieżki wizyjnej. □

miernictwo



Cyfrowy miernik częstotliwości (1)

Robert Wołgajew

Cyfrowe mierniki częstotliwości są urządzeniami niezbędnymi przy uruchomianiu wszelkich systemów cyfrowych, zarówno prostych, jak i bardziej złożonych systemów mikroprocesorowych. Mierniki takie są także używane do regulacji i skalowania mierników analogowych. Opisany w artykule przyrząd AFM 2000M jest półprofesjonalnym miernikiem cyfrowym. Z wyjątkiem modułu próbnika stanów logicznych został on samodzielnie wykonany i zaprojektowany przez Autora.

Miernik służy do pomiaru częstotliwości przebiegów o poziomach TTL. Został wykonany w postaci modułów, aby ułatwić ewentualne przeróbki lub naprawy. W celu zwiększenia niezawodności urządzenia, wszystkie układy scalone TTL zastąpiono zachodnimi odpowiednikami takich firm, jak: SIEMENS, TEXAS INSTRUMENTS, MITSHUBISCHI, GOLD STAR itp.
Obudowę miernika wykonano z blachy aluminiowo-miedzianej i stanowi ona naturalny ekran urządzenia. Wszystkie napisy na płycie czołowej i ściance tylnej miernika wykonano w języku angielskim.
W budowie miernika wykorzystano ponad 50 układów scalonych średniej skali integracji.

Najważniejsze parametry miernika

Czas pomiaru:	1 s; stabilizowany rezonatorem kwarcowym
Klasa dokładności:	0,1
Zakresy pomiarowe:	100 kHz, 1000 kHz, 10 MHz, 35 MHz
Zmiana zakresu:	automatyczna
Wejścia:	A, B (TTL)
Impedancja wejściowa:	>20 MΩ
Pole odczytowe:	5-cyfrowe LED
Pamięć:	TTL, kasowana po wyłączeniu zasilania. Możliwość zapamiętania jednego pełnego wskazania
Maks. częstotliwość pomiaru:	ok. 35 MHz
Funkcje dodatkowe: tester wskaźników, automatyczne wygaszanie wskaźników w przypadku błędu pomiaru, wskaźnik błędu, dźwiękowa sonda logiczna TTL	
Wskaźniki: wartości mierzonej, jednostek (kHz, MHz), zakresu pomiarowego, czasu pomiaru, błędu pomiaru, kontroli zasilania, włączenia pamięci, wyświetlania zawartości pamięci	
Pobór mocy:	34 W
Zasilanie:	AC 50/60 Hz, 220 V
Wymiary (szer., wys., głęb.):	252 x 77 x 273 mm
Ciężar:	ok. 2,75 kg

Sposób pomiaru

Na rys. 1 przedstawiono rozmieszczenie elementów regulacyjnych na płycie czołowej.

Pomiar częstotliwości

1. Włączyć zasilanie przyciskiem "POWER" (tylna ścianka). Po upływie ok. 1,5 s zaświeci się pole odczytowe.
2. Jeżeli świecą się wskaźniki 11 lub 12 należy je zgasić, naciskając przycisk umieszczony nad odpowiednią diodą.
3. Wybrać wejście pomiarowe A lub B i próbnik stanów logicznych.
4. Dołączyć do wejścia sygnał o mierzonej częstotliwości. Miernik automatycznie przełączy się na odpowiedni zakres pomiarowy i co 2 s będzie powtarzać pomiar. Czas wykonywania pomiaru jest sygnalizowany świeceniem się żółtej diody LED (wskaźnik 4).

Testowanie wskaźnika

Czynności 1, 2, 3 należy wykonać jak przy pomiarze częstotliwości.
4. Nacisnąć przycisk 5 "LAMP TESTING". W czasie trzymania przycisku powinny się świecić wszystkie segmenty wskaźników. Testowanie wskaźnika jest funkcją priorytetową i nie wpływa na pomiar wartości mierzonej.

Zapisywanie wyniku pomiaru do pamięci

1. Czynności takie same jak dla pomiaru częstotliwości.
2. Dla wpisania do pamięci wartości wyświetlanej na wskaźnikach należy nacisnąć przycisk 10 "M.SEQ". Stan zapisania pamięci będzie sygnalizowany świeceniem się czerwonej diody LED (wskaźnik 12). Jeżeli chcemy skasować pamięć, należy doprowadzić do zgaszenia tej diody naciskając przycisk 10 "M.SEQ" lub wyłączyć na chwilę zasilanie miernika przyciskiem "POWER".

Wyświetlanie zawartości pamięci

W chwili wpisania wartości wyświetlanej do pamięci, wartość ta zostaje zapamiętana przez zatrzaski, lecz nie jest wyświetlana na wskaźnikach. Aby wyświetlić zawartość pamięci należy nacisnąć (przez chwilę) przycisk 9 "mode". Po wykonaniu tej czynności, na wskaźnikach zostanie wyświetlona wartość wyniku pomiaru zapisana w pamięci wraz z pozycją przecinków i zapamiętanym zakresem pomiarowym. Stan wyświetlania zawartości pamięci jest sygnalizowany świeceniem się zielonej diody LED (wskaźnik 11).

Jeżeli chcemy powrócić do normalnej pracy, należy doprowadzić do zgaszenia zielonej diody LED (wskaźnik 11) naciskając ponownie przycisk 9.

W przypadku, gdy pamięć nie jest zapisana (dioda LED w wskaźniku 12 nie świeci), a doprowadzimy do wyświetlenia jej zawartości zapalając zieloną diodę LED (wskaźnik 11), miernik będzie pracować w trybie normalnej pracy.

Żółta dioda świecąca "ERROR" (wskaźnik 8) sygnalizuje błąd liczenia. Sytuacja taka wystąpi w chwili, gdy mierzona częstotliwość przekroczy wartość graniczną częstotliwości pomiaru, czyli ok. 35 MHz. Dioda "ERROR" może zaświecić się także w wyniku niedokładnego podłączenia elektrycznego wejścia miernika z częstotliwością mierzoną. Zaświeceniu diody "ERROR" towarzyszy całkowite wygaszenie pola odczytowego.

Przełącznik wejść (1) ma następujące położenia:

A – w położeniu tym jest mierzona częstotliwość sygnału doprowadzonego do wejścia A, natomiast wejście B jest całkowicie odłączone od układu miernika.

B – w położeniu tym wejście A jest całkowicie odłączone od układu miernika, natomiast miernik mierzy częstotliwość sygnału doprowadzonego do wejścia B.

T – w położeniu tym miernik częstotliwości sygnału doprowadzonego do wejścia B. Wejście A jest wykorzystane do podłączenia sondy pomiarowej dźwiękowego próbnika stanów logicznych.

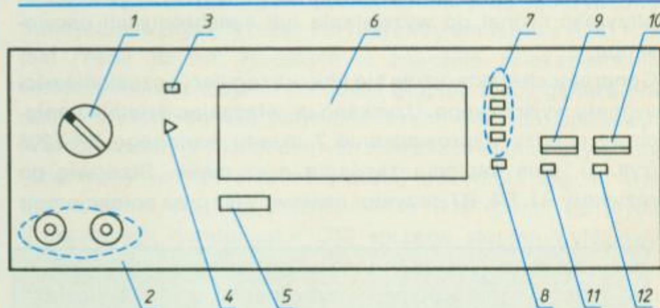
Aby dokonywać identyfikacji stanów logicznych należy ekran wejścia A połączyć z masą badanego układu. Próbnik stanów logicznych jest całkowicie niezależny od układu miernika i można go używać do badania układów nie związanych z układem, którego częstotliwość mierzymy.

Czerwona dioda LED (wskaźnik 3) sygnalizuje włączenie miernika i sprawność układu zasilania.

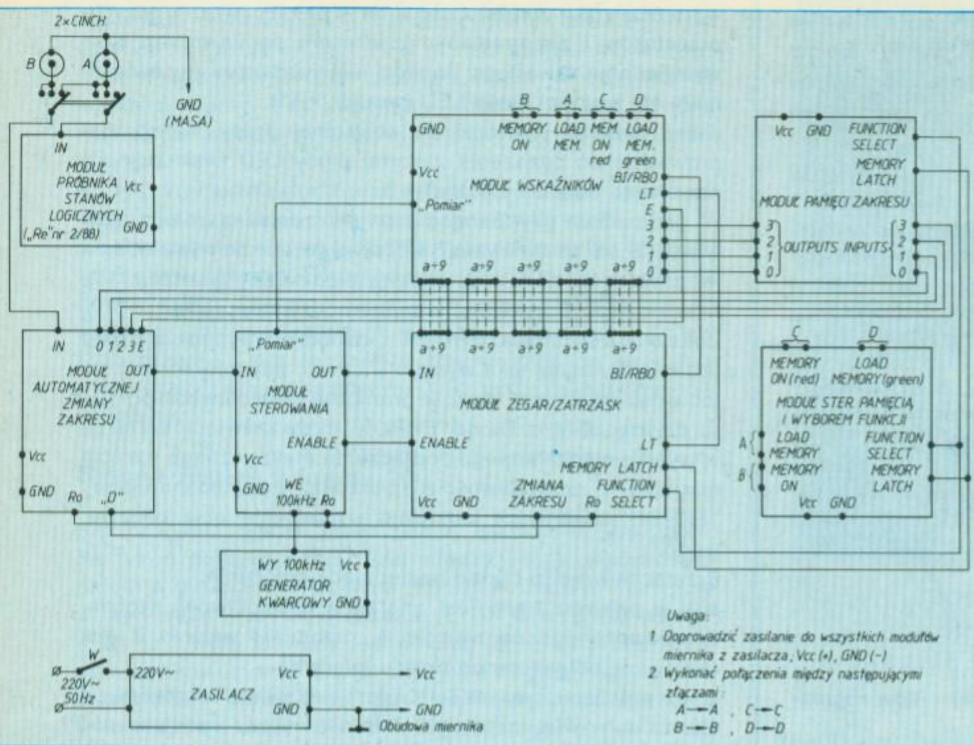
Dioda ta powinna zaświecić się bezpośrednio po włączeniu przycisku POWER.

Żółta dioda LED (wskaźnik 4) sygnalizuje proces pomiaru częstotliwości. W czasie jej świecenia miernik zlicza impulsy doprowadzane do jego wejścia.

Miernik spełnia wymagania stawiane urządzeniom cyfrowym tej klasy. Jest on przeznaczony do użytkowania w pomieszczeniach zamkniętych w temperaturze 0÷50°C i wilgotności nie przekraczającej 40%.



Rys. 1. Rozmieszczenie elementów regulacyjnych na płycie czołowej
1 – przełącznik wyboru wejść; 2 – wejścia A i B; 3 – wskaźnik napięcia zasilającego; 4 – wskaźnik "POMIAR"; 5 – przycisk testowania wskaźników; 6 – pole odczytowe; 7 – wskaźnik wielkości jednostki; 8 – wskaźnik "ERROR" (błąd); 9 – przycisk wyświetlania zawartości pamięci; 10 – przycisk zapisu do pamięci; 11 – wskaźnik wyświetlania zawartości pamięci; 12 – wskaźnik włączenia pamięci



Rys. 2. Schemat blokowy miernika AFM2000M

Opis budowy miernika

Jak już wspomniano, urządzenie składa się z następujących modułów:
- moduł zegar/zatrzask
- moduł automatycznej zmiany zakresu
- moduł sterowania pamięcią i wyborem funkcji
- moduł pamięci zakresu
- moduł sterowania
- moduł generatora kwarcowego
- moduł zasilacza
- moduł wskaźników
- moduł próbnika stanów logicznych.

Wszystkie te moduły są ze sobą połączone i jako jedna całość tworzą miernik cyfrowy, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 2. Moduły będą kolejno opisane.

□

Generator funkcyjny

Leszek Halicki

W numerze 2/1993 "Re" opisano szczegółowo układ scalony XR-2206 produkowany przez amerykańską firmę Exar. Układ ten może być wykorzystany do wykonania taniego generatora funkcyjnego o bardzo dobrych parametrach.

Generator funkcyjny wytwarza impulsy sinusoidalne, trójkątne, prostokątne oraz piłokształtne. Częstotliwość impulsów wyjściowych można regulować płynnie w sześciu zakresach: od ok. 0,1 Hz do 100 kHz, zaś amplitudę w trzech zakresach: od 0 do 10 mV, od 0 do 100 mV i od 0 do 1 V. Zewnętrzny, tranzystorowy stopień mocy umożliwia dołączenie do wyjścia generatora głośnika o impedancji nie mniejszej niż 5 Ω. Ponadto urządzenie wyposażono w wyjście dostarczające sygnał o amplitudzie ograniczonej do 4,5 V, przeznaczony do sterowania układów serii TTL. Na wyjściu tym można również otrzymać sygnał do wyzwalania lub synchronizacji oscyloskopu.

Generator charakteryzuje się liniową regulacją częstotliwości sygnału wyjściowego. Uzyskano ją, włączając dzielnik napięciowy między wyprowadzenie 7 układu scalonego XR-2206 (rys. 1), plus napięcia zasilania oraz masę. Stanowią go rezystory R1, R4, R7, rezystor nastawny R2 oraz potencjometr o charakterystyce liniowej R3. Na wyprowadzeniu 7 układu scalonego występuje napięcie stałe 3 V, stabilizowane wewnątrz układu. Prąd I_T płynący od wyprowadzenia 7 przez rezystory R7 i R9 oraz potencjometr R3 do masy zależy liniowo od napięcia U_T występującego między suwakiem potencjometru a masą. Rezystancje dzielnika są dobrane tak, aby przy zmianie napięcia U_T od ok. 0,3 V do 2,8 V prąd I_T zmieniał się od 30 μA do ok. 300 μA zgodnie ze wzorem:

$$I_T = \frac{3\ V - U_T}{R7}$$

Częstotliwość sygnału wyjściowego, otrzymywanego na wyprowadzeniach 2 i 11 układu scalonego US1, będzie się wówczas zmieniać liniowo zgodnie z zależnością:

$$f = \frac{I_T}{3 \cdot C_{zewn}} \qquad [Hz, A, F]$$

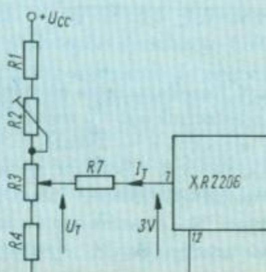
przy ustalonej wartości kondensatora zewnętrznego C_{zewn} włączonego między wyprowadzenia 5 i 6 układu.

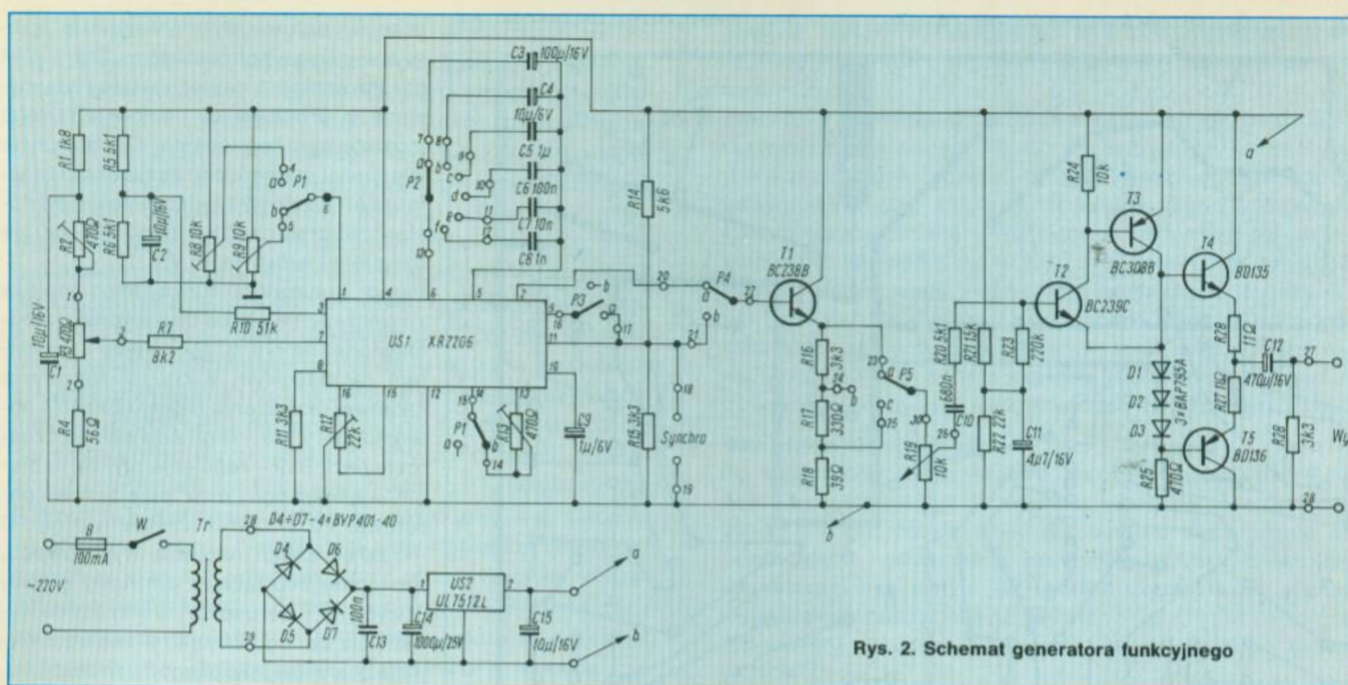
Na rys. 2 przedstawiono schemat generatora funkcyjnego. Składa się on z generatora wykonanego z układem scalonym US1, wtórnika emiterowego z tranzystorem T1, stopnia mocy z tranzystorami T2, T3 i T4 oraz zasilacza sieciowego stabilizowanego z układem scalonym US2.

Częstotliwość sygnału wyjściowego jest regulowana płynnie potencjometrem R3 w sześciu zakresach, włączanych przełącznikiem obrotowym P2. Włączenie danego zakresu polega na włączeniu w obwód czasowy układu scalonego US1 kondensatora zewnętrznego C_{zewn}. Kondensator C3 jest włączany na zakresie od 0,1 do 1 Hz, C4 – od 1 do 10 Hz, C5 – od 10 do 100 Hz, C6 od 100 Hz do 1 kHz, C7 – od 1 do 10 kHz i C8 – od 10 do 100 kHz. Rezystor nastawny R2 służy do kalibracji częstotliwości sygnału wyjściowego.

Sygnał wyjściowy w kształcie sinusoidalnym, trójkątnym lub

Rys. 1. Dzielnik napięciowy umożliwiający liniową regulację częstotliwości sygnału wyjściowego generatora





Rys. 2. Schemat generatora funkcyjnego

piły otrzymuje się na wyprowadzeniu 2 układu scalonego US1, natomiast sygnał prostokątny na wyprowadzeniu 11. Dzielnik napięciowy R5, R6 wraz z kondensatorem filtrującym C2 ustala napięcie stałe na wyprowadzeniu 3 równe połowie napięcia zasilania układu US1, a co zatem, także na wyjściu 2. Rezystory nastawne R8 i R9 włączone między wyprowadzenie 1 układu scalonego a masę układu służą do ustawiania amplitudy sygnału wyjściowego podczas kalibracji urządzenia.

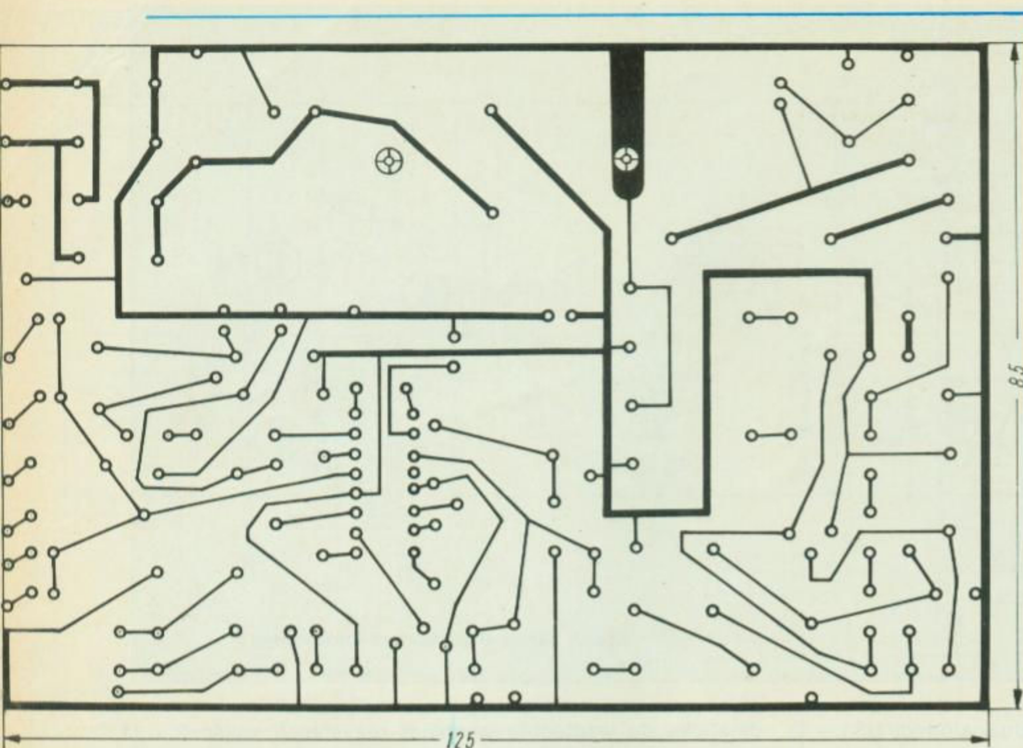
Rezystor R8 reguluje amplitudę sygnału w kształcie trójkąta i piły, natomiast R9 – amplitudę sygnału sinusoidalnego. Rezystory nastawne służące do kalibracji urządzenia są włączane w obwód przez sekcję przełącznika obrotowego kształtu sygnału wyjściowego, oznaczoną na schemacie z rys. 1 jako P1'.

Rezystor nastawny R12 służy do kalibracji symetrii sygnału o kształcie sinusoidalnym i trójkątnym, zaś R13 – do minimalizacji zniekształceń. Rezystor R13 jest włączany sekcją P1' ww przełącznika. Przełącznik P3 stanowiący jedną z sekcji tego przełącznika w momencie zwarcia zestyku "a" zwiera wyprowadzenie 9 układu scalonego US1 z wyprowadzeniem 11. Powoduje to, że na wyjściu 2 układu scalonego pojawia się sygnał piłokształtny. Sygnał prostokątny z wyjścia 11 układu scalonego jest doprowadzony do wyprowadzenia 9 (wyjścia kluczowania częstotliwości). Powoduje to, że wewnętrzne źródło prądowe układu scalonego jest przełączane w takt sygnału prostokątnego między wyprowadzeniami 7 i 8. Stromość tak uzyskanego sygnału piłokształtnego jest ustalana przez rezystor R11.

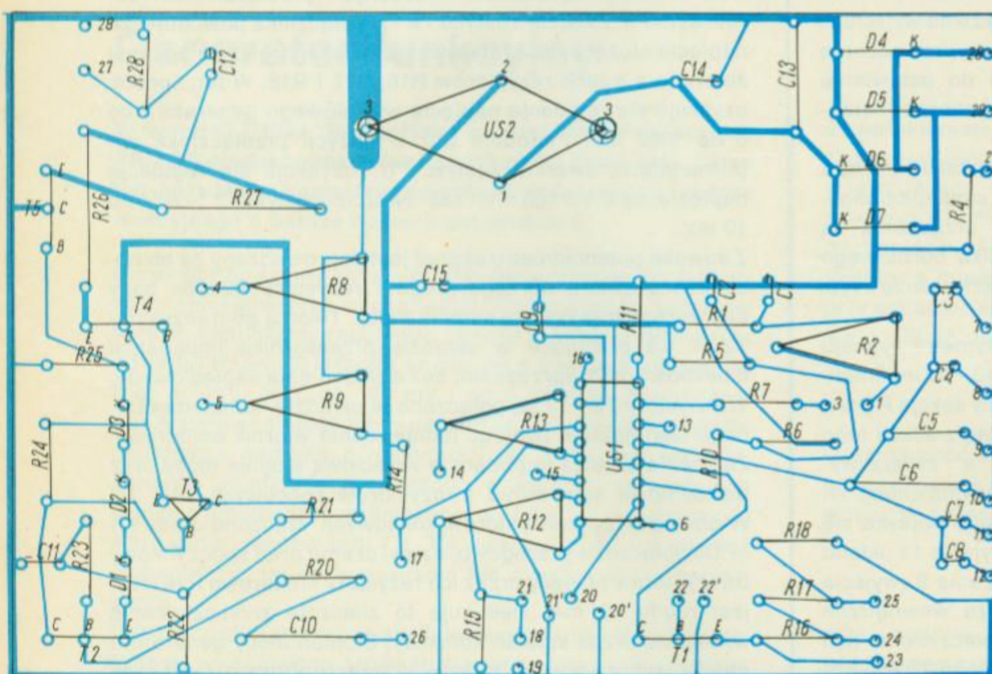
Sygnały wyjściowe z wyprowadzeń 2 i 11 układu scalonego są doprowadzane za pomocą przełącznika P4 do bazy tranzystora T1, pracującego jako wtórnik emiterowy. Przy zwartym zestyku "b" przełącznika na wyprowadzeniu 18 płytki drukowanej generatora otrzymuje się sygnał prostokątny o amplitudzie ograniczonej do 4,5 V przez dzielnik rezystancyjny R14, R15. Jednocześnie pozostałe sygnały, tj. sinusoidalny, trójkątny i piłokształtny są doprowadzane za pomocą wtórnika emiterowego z tranzystorem T1 do wejścia wzmacniacza mocy. W obwód emiterowy wtórnika włączono rezystory R16, R17 i R18, połączone szeregowo i tworzące dzielnik napięcia o stosunku 1, 10 i 100. Dzięki dużej rezystancji wejściowej wtórnika uzyskuje się dopasowanie niskoomowych sekcji dzielnika do względnie wysokiej rezystancji wyjść 2 i 11 układu scalonego US1 (600 Ω lub 2000 Ω). Potencjometr R19 służy do płynnej regulacji napięcia otrzymywanego z dzielnika w trzech zakresach, włączanych przełącznikiem obrotowym P5. Zwarcie zestyku "a" przełącznika powoduje, że napięcie służące do wysterowania dalszej części układu jest zbierane z trzech rezystorów R16, R17 i R18. W ten sposób uzyskuje się regulację napięcia wyjściowego generatora od 0 do 1000 mV. Podobnie też, w pozycji przełącznika odpowiadającej zwarciu zestyku "b" uzyskuje się regulację napięcia od 0 do 100 mV, zaś zwarcia zestyku "c" – od 0 do 10 mV.

Z suwaka potencjometru sygnał jest doprowadzany za pomocą kondensatora sprzęgającego i rezystora R20 do bazy pierwszego tranzystora stopnia mocy. Tworzą go tranzystory T2 ÷ T5 pracujące w układzie przetwornika impedancji o bezpośrednim sprzężeniu, bez wzmocnienia napięciowego. Tranzystory T2 i T3 są połączone w układzie komplementarnego Darlingtona, tworząc jednocześnie wtórnik emiterowy. Zapewnia to dużą impedancję wejściową stopnia mocy oraz niskoomowe sterowanie tranzystorów końcowych T4 i T5. W obwód bazy tranzystorów końcowych włączono diody D1 ÷ D3 połączone szeregowo, dzięki czemu prąd spoczynkowy tranzystorów płynący przez ich rezystory emiterowe R26 i R27 jest rzędu 30 mA. Redukuje to znacznie zniekształcenia wnoszone przez stopień końcowy. Stopień mocy generatora należy wykorzystywać jedynie w trzech górnych zakresach częstotliwości. W trzech dolnych zakresach sygnał użyteczny (obarczony jednak składową stałą) otrzymuje się na wyprowadzeniu suwaka potencjometru R19 (punkt 26 płytki drukowanej). Kondensator C12 sprzęga stopień wyjściowy z wyjściem 27 generatora, separując je jednocześnie od napięcia stałego. Impedancja wyjściowa stopnia mocy jest rzędu 5 Ω, co umożliwia dołączenie do wyjścia 27 generatora głośnika w celu sprawdzenia poprawnej pracy generatora, ale jedynie w zakresie częstotliwości akustycznych odtwarzanych przez głośnik. Wyjście 27 generatora jest odporne na zwarcie.

Na tej samej płytce drukowanej co układ generatora umieszczono zasilacz sieciowy, dostarczający napięcie stabilizowane 12 V. Zastosowano w nim monolityczny stabilizator napięcia stałego 12 V – UL7512L. Układ ten (US2) ma wewnętrzny układ kompensacji temperaturowej oraz układ ograniczenia



Rys. 3. Płytka drukowana generatora funkcyjnego



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej generatora funkcyjnego

prądu wyjściowego w momencie np. zwarcia wyjścia. Kondensatory C13 i C14 filtrują wstępnie napięcie stałe otrzymywane z prostownika pełnookresowego mostkowego, kondensator C15 poprawia własności dynamiczne zasilacza. Transformator sieciowy zasilacza powinien dostarczać prąd ok. 0,5 A przy napięciu na uzwojeniu wtórnym 15 V.

Układ generatora funkcyjnego należy zmontować na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 3, zgodnie ze schematem montażowym z rys. 4. Na płycie czołowej urządzenia należy umieścić potencjometry: R3 – regulacja płynna częstotliwości, R19 – regulacja płynna napięcia wyjściowego, oraz przełączniki obrotowe: P2 – zakres częstotliwości, P5 – zakres zmian napięcia wyjściowego, następnie przełącznik obrotowy pięciopozycyjny, czterosekcyjny służący do wybierania danego kształtu przebiegu. Wyjścia zestyków poszczególnych sekcji odpowiadających przełącznikom P1, P1', P3 i P4 należy połączyć z odpowiednimi wyprowadzeniami płytki zgodnie z rys. 5. Przewody łączące płytkę drukowaną z wyprowadzeniami sekcji przełącznika P4 należy wykonać przewodem ekranowanym. Poza tym na płycie czołowej zasilacza należy umieścić również trzy gniazda typu BNC odpowiadające wyjściu "synchro" – 18, 19, wyjściu po wtórniku emiterowym – 26 (suwak potencjometru R19), oraz wyjściu po wzmacniaczu mocy – 27, 28, a także wyłącznik sieciowy W. Doprowadzenia do gniazd BNC należy wykonać przewodem ekranowanym. Między doprowadzenia uzwojenia pierwotnego transformatora można włączyć miniaturową neonówkę do sygnalizacji włączenia generatora. Na ściance tylnej urządzenia trzeba umieścić gniazdo bezpiecznikowe.

Potencjometr R3 służący do płynnej regulacji częstotliwości powinien być drutowy, gdyż zapewnia on większą liniowość zmian rezystancji w funkcji kąta obrotu niż rezystor węglowy. Można też zastosować potencjometr dziesięcioobrotowy. W razie braku przełącznika obrotowego czterosekcyjnego można go zastąpić czterema przełącznikami typu Isostat.

Rys. 5. Ustawienie przełączników P1, P1', P3 i P4 dla danego kształtu sygnału wyjściowego generatora funkcyjnego

Kształt sygn. wyjściowego	P1	P1'	P3	P4
⎍⎍	X	X	a b	a b
∿	a b	a b	a b	a b
/\/	a b	a b	a b	a b
/\/\	a b	a b	a b	a b
⎍⎍	X	X	a b	a b

Po zmontowaniu urządzenia należy przystąpić do jego uruchomienia i kalibracji. Jako pierwsze trzeba sprawdzić napięcie wyjściowe z zasilacza (12 V). Kalibrację należy przeprowadzić w dwóch etapach, najpierw skalując amplitudę, a następnie – częstotliwość.

Regulacja amplitudy

Do wyjścia generatora należy przyłączyć licznik lub miernik częstotliwości. Włączyć sygnał sinusoidalny. Ustawić przełącznik P5 w pozycję odpowiadającą zakresowi amplitudy x100, zaś potencjometr R19 – na maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego. Za pomocą przełącznika P2 wybrać zakres częstotliwości od 100 Hz do 1 kHz, a następnie potencjomet-

rem R3 ustawić częstotliwość sygnału wyjściowego na ok. 1 kHz. Do wyjścia (27, 28) generatora należy dołączyć miernik uniwersalny włączony na pomiar napięcia zmiennego, a następnie za pomocą rezystora nastawnego R9 ustawić skuteczną wartość napięcia wyjściowego na 1 lub 2 V. Ustawienie wyższego napięcia wyjściowego ma jednak tę wadę, że przy większych częstotliwościach, powyżej 50 kHz, sygnał wyjściowy będzie mieć większe zniekształcenia.

Ustawienie napięcia wyjściowego na poziomie 1 V zapewnia w zasadzie nie zniekształcony przebieg sygnału wyjściowego w całym zakresie zmian częstotliwości (do 100 kHz), tj. współczynnik zniekształceń na poziomie ok. 0,5%. Zminimalizowania zniekształceń można dokonać za pomocą rezystorów nastawnych R12 i R13, dołączając wcześniej do wyjścia 27, 28 generatora miernik zniekształceń. Przy jednocześnie "pracujących" wyjściach sygnału sinusoidalnego i prostokątnego ("synchro") występuje wzajemne zakłócanie się układów wyjściowych, mające niekorzystny wpływ (większe zniekształcenia) na kształt przebiegów z nich otrzymywanych, szczególnie sinusoidalnych. Z tego też względu minimalizacji sygnału sinusoidalnego należy dokonać, zwierając wcześniej wyprowadzenia "synchro" (18, 19) generatora. Następnie za pomocą rezystora nastawnego R13 zminimalizować zniekształcenia zgrubnie, a potem dokładnie, rezystorem nastawnym R12.

Amplitudę przebiegu o kształcie trójkąta lub piły ustawia się rezystorem nastawnym R8. W tym celu należy ustawić najpierw przełącznik rodzaju sygnału wyjściowego generatora na sygnał trójkątny, a do gniazda wyjściowego 27, 28 generatora dołączyć woltomierz. Rezystorem nastawnym R8 ustawić amplitudę impulsów na 0,8 V. Do ustawienia amplitudy sygnału wyjściowego można użyć oscyloskopu. Należy jednak pamiętać, że dla przebiegu sinusoidalnego 1 V wartości skutecznej napięcia odpowiada wartości międzyszczytowej napięcia 2,82 V. Podobnie napięcie skuteczne 0,8 V sygnału trójkątnego odpowiada 2,82 V wartości międzyszczytowej.

Ustawienie częstotliwości

Do wyjścia 27, 28 generatora należy dołączyć licznik lub miernik częstotliwości. Przełącznikiem P2 ustawić zakres od 10 do 100 Hz, potencjometr R3 ustawić w położenie odpowiadające maksymalnej częstotliwości (prawe skrajne). Rezystorem nastawnym R2 ustawić częstotliwość sygnału wyjściowego generatora na 100 Hz. □

(Opracowano na podstawie: Einfacher Funktionsgenerator. "Elector" nr 10/1977)

klub młodych elektroników



Uproszczony korektor graficzny

Andrzej Czernic

W artykule opisano korektor przebiegu charakterystyki częstotliwościowej o pięciu zakresach regulacji. Korektor wyróżnia się prostotą układu i względnie niskim kosztem wykonania.

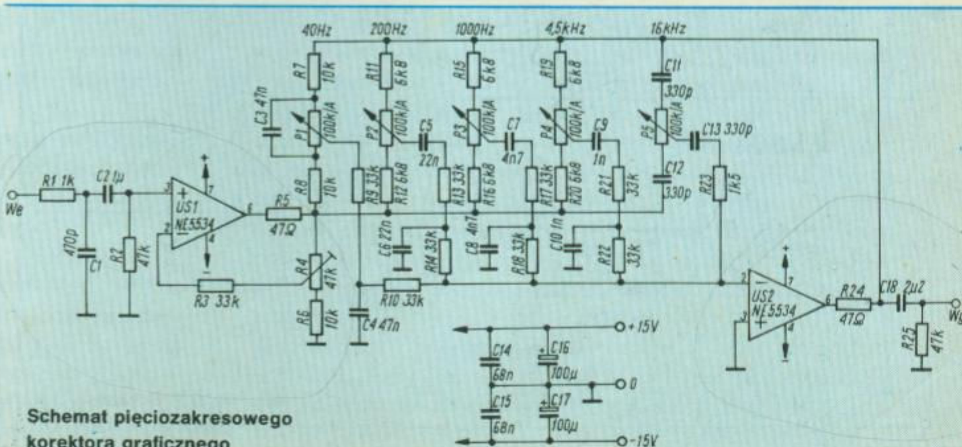
Większość układów korektorów graficznych ma elementy aktywne (układy scalone lub tranzystory) w obwodzie służącym do regulowania każdego zakresu częstotliwości. Pociąga to za sobą dużą złożoność układu i duży koszt jego wykonania. Opisany niżej układ zawiera tylko dwa wzmacniacze operacyjne, między które jest włączony złożony układ regulacyjny zawierający wyłącznie elementy R i C, w tym pięć potencjometrów służących do regulacji poszczególnych zakresów częstotliwości. Schemat korektora jest przedstawiony na rysunku.

Rezystor R1 i kondensator C1 stanowią filtr tłumiący zakłócenia w.cz., które mogą się przedostawać do wejścia korektora. Kondensator C2 oddziela układ od napięć stałych, które mogą pojawić się na wyjściu przedwzmacniacza lub magnetofonu, z których pobierany jest sygnał m.cz.

Wzmacniacz operacyjny US1 ma małą wartość dynamicznej impedancji wyjściowej, co jest konieczne do prawidłowego działania układu korekcyjnego. Wzmocnienie tego wzmacniacza operacyjnego może być zmieniane rezystorem nastawnym R4 w zakresie od 1 do ok. 6. Wzmocnienie ustala się stosownie do wartości napięcia wejściowego i potrzebnej wartości napięcia wyjściowego. Zaleca się, aby znamionowa wartość napięcia wyjściowego wynosiła 0,5 V, wówczas bowiem odstęp poziomu sygnału od poziomu szumów własnych korektora jest duży, a zniekształcenia nieliniowe mają bardzo małą wartość.

Korektor ma dużą rezerwę wysterowania, bowiem nawet sygnał o napięciu 5 V na wyjściu nie ulega wielkiemu zniekształceniu.

Działanie układu korektora rozpatrzymy na przykładzie zakresu 16 kHz. Przesunięcie ślizgacza potencjometru P5 do położenia dolnego powoduje, że wejście układu scalonego US2 jest połączone z wyjściem układu scalonego US1 przez pojemność ok. 165 pF. Wpływ kondensatora C11 można pominąć wobec włączonej całej wartości rezystancji potencjometru P5 (100 kΩ). Największe częstotliwości akustyczne są wówczas silnie uwypuklane. Gdy ślizgacz potencjometru P5 ustawi się w położeniu górnym, zostanie utworzona pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmująca układ scalony US2 z pojemnością ok. 165 pF, natomiast między wejściem układu US1 i wejściem układu US2 znajdzie się rezystancja potencjometru P5, co spowoduje



Schemat pięciozakresowego korektora graficznego

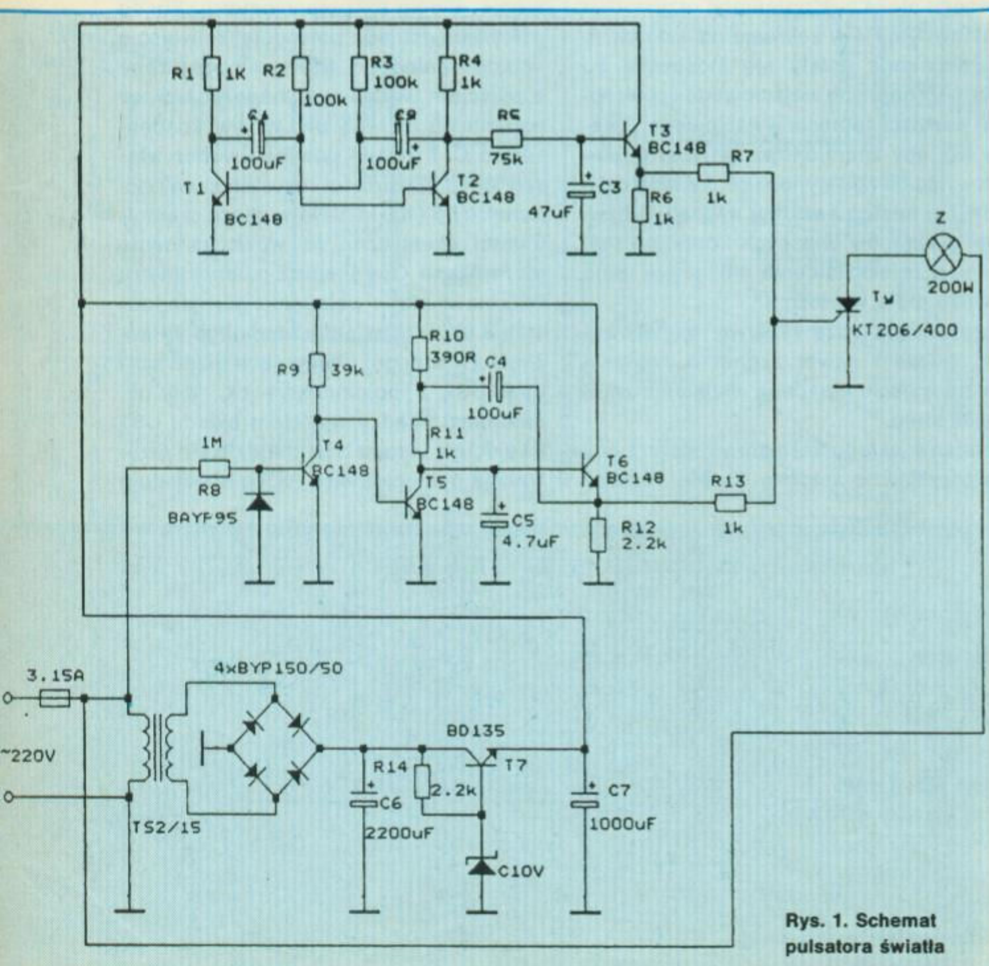
stłumienie bardzo wielkich częstotliwości. Podobnie działają obwody regulacyjne innych zakresów z potencjometrami P1÷P4. Częstotliwości środkowe zakresów są dobrze wybrane, bowiem: 40 Hz – to basy, 200 Hz i 1000 Hz – to średnie częstotliwości akustyczne, 4500 Hz – to tony wysokie, 16 kHz – to tony najwyższe.
Zamiast wzmacniaczy operacyjnych typu NE5534 można użyć krajowych wzmacniaczy ULY7741N, niestety o gorszych parametrach. Nieco lepsze są wzmacniacze operacyjne typu ULY7701N, lecz wymagają one wprowadzenia kompensacji częstotliwościowej przez przyłączenie kondensatora 30 pF między końcówki 1 i 8 układu scalonego.
Zamiast dwóch oddzielnych układów scalonych można zastosować jeden układ zawierający dwa wzmacniacze operacyjne (np. NE5532 lub LM833). Numeracja końcówek będzie wówczas inna, stosownie do typu obudowy zastosowanego układu scalonego.
Korektor powinien być zasilany dobrze wygładzonym napięciem ±15 V przez układ kondensatorów odsprzęgających przedstawiony na schemacie i znajdujący się bezpośrednio przy układach scalonych US1 i US2.
Natężenie pobieranego przez korektor prądu nie przekracza 15 mA. Jeżeli konstruowany jest korektor stereofoniczny (dwa kanały), pobór prądu może wynosić do 30 mA.
Nie zaleca się, w przypadku korektora stereofonicznego, stosowania potencjometrów podwójnych. Zastosowanie potencjometrów suwakowych daje przejrzysty układ ustawienia korektora, lecz potencjometry te są nieco bardziej czułe na zbliżenie ręki i wymagają skonstruowania całego korektora na metalowej płycie pionowej. Zastosowanie potencjometrów obrotowych umożliwia skonstruowanie korektora jako płaskiego pudełka.
Korektor może być zasilany z sześciu baterii płaskich połączonych szeregowo w taki sposób, że otrzymuje się ±13,5 V. Korektor nadaje się do uzupełnienia amatorskich i fabrycznych zestawów elektroakustycznych nie wyposażonych w taki korektor. □

Pulsator światła

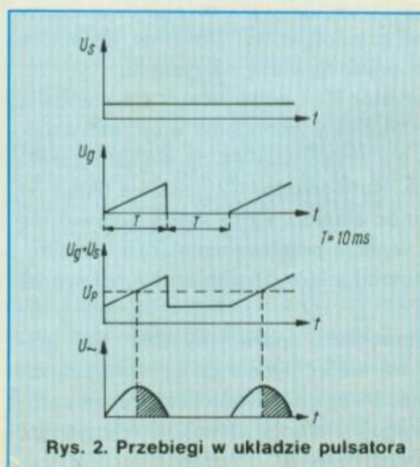
Andrzej Frącz

Układ umożliwia uzyskanie efektu powolnego pulsowania światła, przy czym przejścia między stanem zapalonym i wygaszonym są łagodne.

Pulsator został wykonany z elementów dyskretnych, ponieważ niemal każdy amator-elektronik posiada je w swoim magazynku.
Zasada działania układu polega na sumowaniu przebiegu piłokształtnego 50 Hz zsynchronizowanego z częstotliwością sieci U_g i napięcia sterującego U_s. W momencie przekroczenia napięcia progowego U_p zostaje włączony tyrystor Ty, co powoduje zapalenie żarówki Ż do końca okresu sieci. Im wyższe napięcie sterujące, tym wcześniej zostanie zapalony tyrystor i tym jaśniej będzie świecić żarówka.
Funkcję generatora (rys. 1) spełnia układ tranzystorami T4, T5 i T6. Tranzystor T4 jest sterowany napięciem sieci 50 Hz, dioda D zabezpiecza go przed ujemnymi połówkami napięcia.
Dzięki dużej rezystancji R9 tranzystor T5 jest sterowany przebiegiem prawie prostokątnym (T4 jest zatkany albo nasycony). Elementy T5, T6, C4, R11 tworzą układ typu bootstrap. Gdy tranzystor T4 jest nasycony, tranzystor T5 jest zatkany, kondensator C5 ładuje się w przybliżeniu liniowo dzięki stałemu prądowi zależnemu od wartości rezystora R11. Gdy na bazie tranzystora T4 pojawia się ujemny potencjał zatyka się on, otwierając tranzystor T5. Powoduje to natychmiastowe rozładowanie kondensatora C4. Na emiterze tranzystora T6 mamy zatem przebieg piłokształtny.
Przebiegi w układzie są pokazane na rys. 2. Napięcie sterujące U_s może pochodzić z do-



Rys. 1. Schemat pulsatora światła



Rys. 2. Przebiegi w układzie pulsatora

wolnego źródła. W naszym przypadku użyto przebiegu prostokątnego z multiwibratora astabilnego (tranzystory T1 i T2), całkowanego przez układ całkujący R5, C3. Wtórnik emiterowy z tranzystora T3 separuje układ całkujący od tyrystora Ty.
Zasilacz może być dowolny z tym, że powinien być stabilizowany (9 V) i o obciążalności co najmniej 50 mA. Tu zastosowano prosty układ z transformatorem Tr, mostkiem Graetza z diodami D2÷D5 i stabilizatorem parametrycznym bez kompensacji z tranzystorem T7.

Uruchomienie i strojenie

Na początku należy uruchomić zasilacz. Na jego wyjściu powinno się pojawić napięcie ok. 9 V. Następnie należy sprawdzić, czy multiwibrator generuje przebieg prostokątny. Okres przebiegu powinien wynosić 5 ÷ 6 s, przebieg powinien mieć współczynnik wypełnienia 1:2. Ze względu na rozrzuty parametrów należy wypełnienie skorygować rezystorami R2, R3.
Generator 50 Hz powinien generować po włączeniu zasilania i dołączeniu wejścia do transformatora tak, jak podano na schemacie z rys. 1.
Przy wylutowanym rezystorze R7 należy skorygować R11 tak, aby żarówka była lekko podżarzona. Następnie wlutować rezystor R7 i tak dobierać rezystor R5, aby uzyskać żądany zakres zmian jasności świecenia żarówki Ż.
U w a g a. Układ jest na potencjale sieci, należy więc zachować szczególną ostrożność przy uruchomianiu. Obudowa powinna być wykonana z tworzywa sztucznego. □

poradnik elektronika



8.1 Pomiary prądu i napięcia stałego (2)

Mieczysław Kręciejewski

P r z y k ł a d
Miernikiem klasy 2,5 zmierzono natężenie prądu równe 0,85 mA używając zakresu pomiarowego 10 mA, a następnie ustawiając zakres 1 mA. Spróbujmy oszacować popełnione błędy.
Mamy tu:
$I_M = 0{,}85$ mA
$k = 2{,}5$
$FS_1 = 10$ mA
$FS_2 = 1$ mA
Na podstawie wzorów (4) i (2) obliczamy błędy:

$$(\Delta I_1)_{max} = \pm\frac{2{,}5}{100}\cdot 10\text{ mA} = \pm 0{,}25\text{ mA}$$

$$(\delta I_1)_{max} = \frac{(\Delta I_1)_{max}}{0{,}85\text{ mA}} \approx \pm 0{,}3 = \pm 30\%$$

$$(\Delta I_2)_{max} = \pm\frac{2{,}5}{100}\cdot 1\text{ mA} = \pm 0{,}025\text{ mA}$$

$$(\delta I_2)_{max} = \frac{(\Delta I_2)_{max}}{0{,}85\text{mA}} \approx \pm 0{,}03 = \pm 3\%$$

Ten przykład liczbowy podano w celu pokazania, że dokładność pomiaru zależy nie tylko od dokładności przyrządu. Klasa dokładności przyrządu jest, jak już wspomniano, związana z błędem przy pomiarze wartości równej pełnemu zakresowi. Pomiar wartości mniejszej niż zakresowej może być obarczony większym błędem; tym większym, im wychylenie wskazówki jest mniejsze. Wynika z tego praktyczny wniosek: pomiar należy zawsze wykonywać na najczulszym z możliwych (ze względu na wartość mierzoną) zakresie pomiarowym.
W **miernikach cyfrowych** dokładność przyrządu określa się zwykle inaczej. Błąd (niedokładność) pomiaru składa się z dwóch części:
– błędu równego pewnemu procentowi wartości odczytanej,
– błędu równego pewnej liczbie najmniej znaczących cyfr.
Całkowity błąd jest równy sumie tych dwóch składowych.

P r z y k ł a d

Typowa dokładność trzycyfrowego woltomierza wynosi ±(0,1% wartości odczytanej + 1 lsd). Takim woltomierzem zmierzono napięcie 0,6 V raz na zakresie 10 V, a potem na zakresie 1 V. W obu przypadkach oszacujemy błędy pomiaru. Dla obu zakresów 0,1% wartości odczytanej wynosi 0,9 mV. Dla zakresu 10 V najmniej znacząca cyfra (1 lsd) jest równa 10 mV (w tym przypadku maksymalne wskazanie jest 9,99 V), natomiast dla zakresu 1 V wartość 1 lsd wynosi 1 mV (a maksymalne wskazanie 0,999 V). Wynikają stąd następujące wartości błędów:

$$(\Delta U_1)_{max} = \pm(0{,}9\text{ mV} + 10\text{ mV}) = \pm 10{,}9\text{ mV}$$

$$(\delta U_1)_{max} = \frac{(\Delta U_1)_{max}}{0{,}9\text{ mV}} \approx \pm 0{,}012 = \pm 1{,}2\%$$

$$(\Delta U_2)_{max} = \pm(0{,}9\text{ mV} + 1\text{ mV}) = \pm 1{,}9\text{ mV}$$

$$(\delta U_1)_{max} = \frac{(\Delta U_1)_{max}}{0{,}9\text{ mV}} \approx \pm 0{,}002 = \pm 0{,}2\%$$

Podobnie więc jak w przypadku mierników analogowych, również w przypadku pomiaru za pomocą przyrządu cyfrowego w celu zminimalizowania błędu należy ustawić najbardziej czuły z możliwych (ze względu na mierzoną wartość) zakres pomiarowy. W przypadku automatycznego doboru zakresu pomiarowego ten problem nie istnieje.
Drugą cechą miernika idealnego jest brak oddziaływania przyrządu pomiarowego na układ mierzony. Inaczej mówiąc, włączenie miernika idealnego do układu nie powoduje zmiany warunków pracy tego układu, tzn. nie zmieniają się rozpływ prądów, spadki napięć, częstotliwości, kształt impulsów itd. Tłumaczenie tych warunków na parametry amperomierza i woltomierza daje w wyniku następujące stwierdzenia:
- idealny amperomierz ma rezystancję wewnętrzną równą zeru
- dealny woltomierz ma rezystancję wewnętrzną nieskończenie wielką.

Rezystancja wewnętrzna jest rezystancją występującą między końcówkami pomiarowymi przyrządów. Z powyższych stwierdzeń wynika, że idealny amperomierz może być uważany za zwarcie, że idealny woltomierz – za rozwarcie.
W praktyce zarówno amperomierz, jak i woltomierz mają skończone rezystancje wewnętrzne. Będziemy je oznaczać odpowiednio R_A i R_V. Wartości tych rezystancji zależą od typu miernika i zakresu. Na rys. 2 przyjęto, że przedstawione tam mierniki można uważać za idealne, co zasygnalizowano pisząc, odpowiednio $U = 0$ i $I = 0$, co oznacza, że na idealnym amperomierzu występuje zerowy spadek napięcia, a przez idealny woltomierz nie płynie prąd.
W przypadku amperomierza rezystancja R_A może być podana w sposób jawny lub ukryty przez określenie, jaki jest spadek napięcia na mierniku przy maksymalnej (zakresowej) wartości prądu płynącego przez niego. Na przykład dla miernika

uniwersalnego UM-3 (klasa dokładności 1,5) producent podaje dla każdego zakresu wartość rezystancji wewnętrznej:

Zakres =	0,0015 A R_A = 184 Ω	0,15 A R_A = 2 Ω
	0,006 A R_A = 49 Ω	0,6 A R_A = 0,5 Ω
	0,015 A R_A = 19,9 Ω	1,5 A R_A = 0,2 Ω
	0,06 A R_A = 5 Ω	6 A R_A = 0,05 Ω

W przypadku miernika uniwersalnego GOERZ 3 (klasa dokładności 1,5), producent podaje dla każdego zakresu prądowego spadek napięcia na zaciskach miernika przy przepływie przez niego prądu zakresowego:

Zakres =	0,0001 A U = 0,1 V	0,05 A U = 0,17 V
	0,0025 A U = 0,17 V	0,25 A U = 0,17 V
	0,01 A U = 0,17 V	1 A U = 0,18 V

Rezystancję wewnętrzną łatwo tu obliczyć korzystając z prawa Ohma – dzieli się podany spadek napięcia przez wartość zakresową prądu (np. dla zakresu 0,05 A otrzymujemy R_A = 3,4 Ω). W przypadku miernika UM3 można postąpić odwrotnie (tzn. pomnożyć prąd zakresowy przez wartość R_A danego zakresu) w celu wyznaczenia spadku napięcia na mierniku przy prądzie zakresowym.

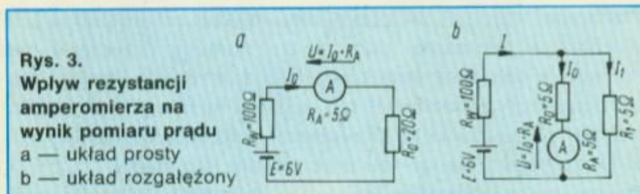
Porównanie podanych wartości wskazuje, że mniejsze zakłócenie układu pomiarowego zostanie wprowadzone przez miernik GOERZ 3, a więc jest on bliższy ideałowi.

Wpływ rezystancji wewnętrznej amperomierza na wynik pomiaru zilustrujemy przykładem.

P r z y k ł a d

Na rys. 3 przedstawiono pomiar prądu I_o w dwóch układach: prostym (rys. 3a) i rozgałęzionym (rys. 3b). W obu układach obliczymy prądy I_o i następnie porównamy je z wartościami, jakie wskazałby miernik UM3.

W obwodzie prostym natężenia prądu I_o wynosi:



Rys. 3.
Wpływ rezystancji amperomierza na wynik pomiaru prądu
a — układ prosty
b — układ rozgałęzony

$$I_o = \frac{E}{R_w + R_o} = \frac{6\ V}{120\ \Omega} = 50\ mA$$

Włączenie amperomierza UM3 na zakresie 60 mA (R_A = 5 Ω) spowoduje zmianę prądu do wartości I'_o równej:

$$I'_o = \frac{E}{R_w + R_o + R_A} = \frac{6\ V}{125\ \Omega} = 48\ mA$$

Możemy teraz obliczyć z wzorów (1) i (2) błędy względny i bezwzględny tego pomiaru:

$$\Delta I_o = I'_o - I_o = 48 - 50 = -2\ mA$$

$$\delta I_o = \frac{\Delta I_o}{I_o} = \frac{-2\ mA}{50\ mA} = -0{,}04 = -4\%$$

W układzie rozgałęzionym obliczenie prądu I_o jest nieco dłuższe:

$$I = \frac{E}{R_w + (R_o \| R_1)} = \frac{6\ V}{102{,}5\ \Omega} \approx 58{,}54\ mA$$

$$I_o = I \cdot \frac{R_1}{R_o + R_1} = (58{,}54\ mA) \cdot \frac{5\ \Omega}{10\ \Omega} = 29{,}27\ mA$$

Po włączeniu amperomierza (UM-3 na zakresie 60 mA ma R_A = 5 Ω) ustali się nowy prąd I'_o:

$$I' = \frac{E}{R_w + [(R_o + R_A) \| R_1]} \approx \frac{6\ V}{103{,}3\ \Omega} \approx 58{,}06\ mA$$

$$I'_o = I' \cdot \frac{R_1}{R_o + R_A + R_1} = (58{,}06\ mA) \cdot \frac{5\ \Omega}{10\ \Omega} = 19{,}35\ mA$$

Błędy bezwzględny i względny wyniosą teraz odpowiednio:

$$\Delta I_o = I'_o - I_o = 19{,}35 - 29{,}27 = -9{,}92\ mA$$

$$\delta I_o = \frac{\Delta I'_o}{I_o} = \frac{-9{,}92\ mA}{29{,}27\ mA} = -0{,}34 = -34\%$$

Wyniki obliczeń wskazują, że w prostym układzie pomiarowym wpływ rezystancji wewnętrznej amperomierza jest zazwyczaj stosunkowo niewielki, a błąd w warunkach amatorskich w zasadzie pomijalny. W praktyce prąd prawie zawsze mierzy się w układach rozgałęzionych. Wtedy, jak wynika z powyższych obliczeń wpływ rezystancji amperomierza może już być bardzo duży. W tym przypadku należy unikać pomiarów bezpośrednich wtedy, gdy rezystancja wewnętrzna amperomierza jest porównywalna z rezystancjami zastosowanymi w układzie.

W przypadku woltomierzy analogowych rezystancję wewnętrzną R_v określa się w jednostkach "Ω /V". Cudzysłów został tu użyty, gdyż nie jest to faktycznie 1/A, lecz pewien symbol, którego interpretacja jest następująca: dla każdego zakresu pomiarowego napięcia rezystancja wewnętrzna woltomierza jest iloczynem wartości zakresowej i podanej liczby "omów na wolt".

P r z y k ł a d

Miernik uniwersalny GOERZ 3 ma wyspecyfikowaną rezystancję wewnętrzną woltomierza równą 5 kΩ/V. Oznacza to, że dla zakresu 5 V rezystancja wewnętrzna wynosi:

R_v = (5 V) · (5 kΩ/V) = 25 kΩ

dla zakresu 25 V mamy:

R_v = (25 V) · (5 kΩ/V) = 75 kΩ

itd.

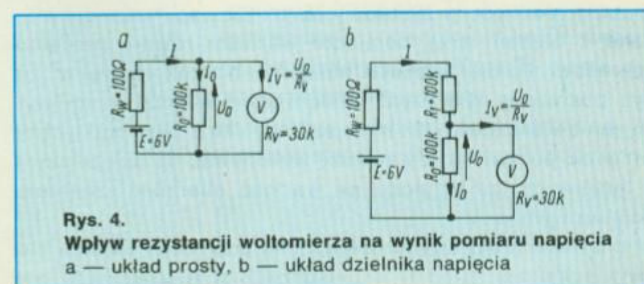
W przypadku woltomierzy cyfrowych sytuacja jest prostsza, gdyż rezystancja wewnętrzna jest zwykle stała, tzn. niezależna od zakresu. Jej typowa wartość wynosi 10 MΩ.

Podobnie jak dla amperomierza, prześledzimy teraz wpływ rezystancji wewnętrznej woltomierza na wynik pomiaru.

P r z y k ł a d

Na rys. 4 przedstawiono dwa układy pomiarowe. Należy obliczyć błąd pomiaru, jaki wystąpi w jednym i w drugim układzie przy pomiarze spadku napięcia na rezystancji R_o miernikiem UM-3 o rezystancji wewnętrznej 5 kΩ/V. Na początku przeanalizujemy układ z rys. 4a.

Obliczymy spadek napięcia U_o na rezystorze R_o bez dołączonego woltomierza. Wynosi on:



Rys. 4.
Wpływ rezystancji woltomierza na wynik pomiaru napięcia
a — układ prosty, b — układ dzielnika napięcia

$$U_o = E \cdot \frac{R_o}{R_w + R_o} = (6\ V) \cdot \frac{100\ k\Omega}{100{,}1\ k\Omega} \approx 5{,}99\ V$$

Wybierzemy zakres pomiarowy 6 V, dla którego rezystancja wewnętrzna R_v = (6 V)·(5 kΩ) = 30 kΩ.

Po włączeniu woltomierza spadek napięcia na rezystorze R_o wyniesie:

$$U'_o = E \cdot \frac{R_o \| R_v}{R_w + (R_o \| R_v)} = (6\ V) \cdot \frac{23{,}08\ k\Omega}{23{,}18\ k\Omega} \approx 5{,}97\ V$$

W tym przypadku otrzymujemy więc następujące błędy:

$$\Delta U_o = U'_o - U_o = 5{,}97 - 5{,}99 = -0{,}02\ V$$

Cd. na str. 42

Odbiornik satelitarny GRUNDIG STR 12 (2)

Seweryn Kobyliński

Moduł fonii

Moduł fonii (rys. 5) składa się ze stopnia przemiany częstotliwości, demodulatora fonii i wzmacniaczy wyjściowych. Mieszacz wykonano z układem scalonym SO42P, którego krajowym odpowiednikiem jest UL1042. Generator lokalny jest przestrajany za pomocą diody pojemnościowej D314 i stabilizowany częstotliwościowo z wykorzystaniem układu scalonego SAA1057. Generator lokalny może być zaprogramowany na częstotliwości od 15,70 do 20,69 MHz, ze skokiem co 10 kHz. Sygnały do programowania generatora, w postaci impulsów: danych (Data), zegara (CLK), częstotliwości wzorcowej (4 MHz) są wytwarzane w bloku mikroprocesora.

Demodulator fonii (rys. 6) składa się z dwóch torów: szerokopasmowego i wąskopasmowego. Tor szerokopasmowy, o częstotliwości środkowej 10,7 MHz i szerokości 280 kHz, zawiera filtr ceramiczny Q2206 i układ scalony typu TBA120U, który spełnia funkcje wzmacniacza, ogranicznika i demodulatora FM. Na wyjściu demodulatora znajdują się dwa filtry deemfazy: 62 μs – złożony z elementów R2281 i C2282 oraz J17 – złożony z elementów R2283, C2284 i R2286.

Tor wąskopasmowy jest podwójny, gdyż może być wykorzystany jako stereofoniczny. Występują tu równolegle dwie częstotliwości pośrednie: 10,52 i 10,7 MHz, każda o szerokości pasma 180 kHz. Częstotliwości te są wydzielane za pomocą dwóch trójobwodowych filtrów LC i doprowadzone do układu scalonego TBA229, w którym znajdują się dwa identyczne wzmacniacze, ograniczniki i demodulatory częstotliwości. Po demodulacji, dwa sygnały akustyczne są doprowadzone do układu scalonego LM1894, który zapewnia dynamiczną redukcję szumów, w tzw. systemie Panda 1. W układzie tym znajdują się dwa filtry, które zmieniają swoją charakterystykę w zależności od poziomu i częstotliwości sygnałów wejściowych. Dla małych poziomów sygnałów wejściowych następuje redukcja szumów, szczególnie o większych częstotliwościach. Ponadto zastosowano dodatkowy filtr F2254, który eliminuje składowe o częstotliwości linii (15 625 Hz).

Blok mikroprocesora

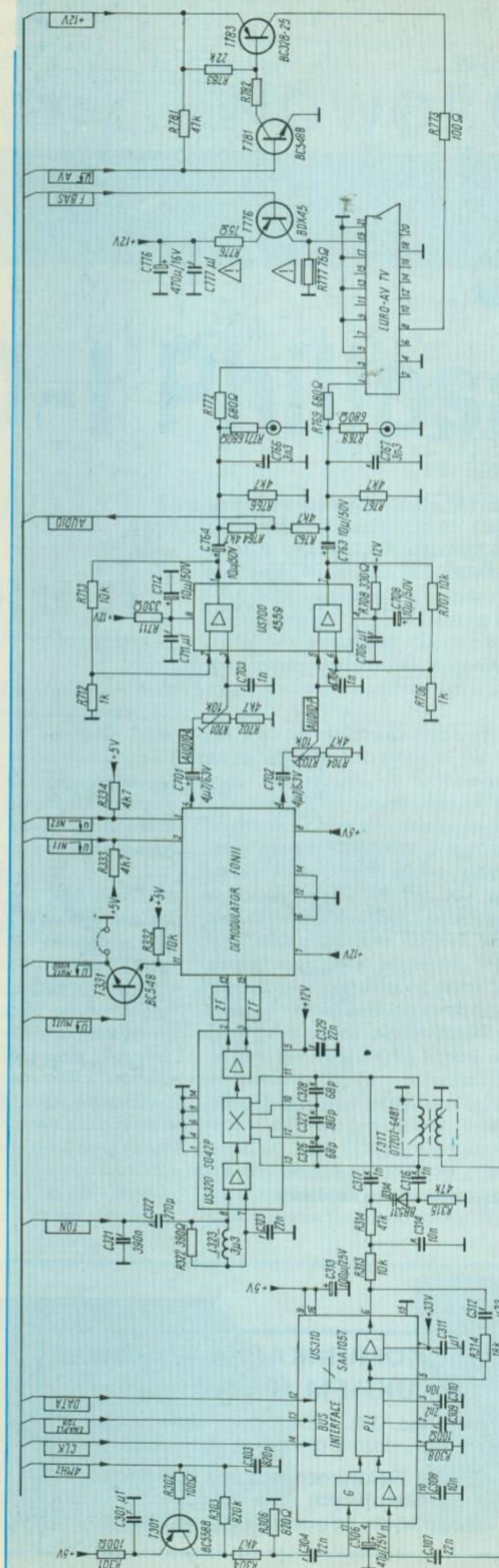
W odbiorniku zastosowano mikroprocesor ZC93795, przeznaczony specjalnie do odbiorników satelitarnych. Mikroprocesor ten (rys. 7) przyjmuje polecenia z trzech źródeł: z pilota, za pomocą odbiornika podczerwieni (układy US110 i US111), z klawiatury 12-przyciskowej oraz z dodatkowego gniazda 4-stykowego. Ta ostatnia możliwość umożliwia wprowadzenie szybko dużej liczby informacji o konkretnych satelitach i ich programach, np. przez ekipę serwisową.

Wszystkie informacje są gromadzone w mikroprocesorze w postaci cyfrowej. Do wyprowadzenia tych informacji, które muszą mieć postać analogową, zastosowano 6-bitowy przetwornik c/a (US200). W ten sposób wytwarzany jest np. prąd do sterowania polaryzatora magnetycznego. Napięcie z wyjścia przetwornika jest doprowadzone do podwójnego wzmacniacza operacyjnego US230, który wytwarza prąd wyjściowy o natężeniu od –70 mA do +70 mA, w 64 programowanych wartościach. Informacje o tych wartościach występują na wyświetlaczu cyfrowym w postaci liczb od –32 do +31.

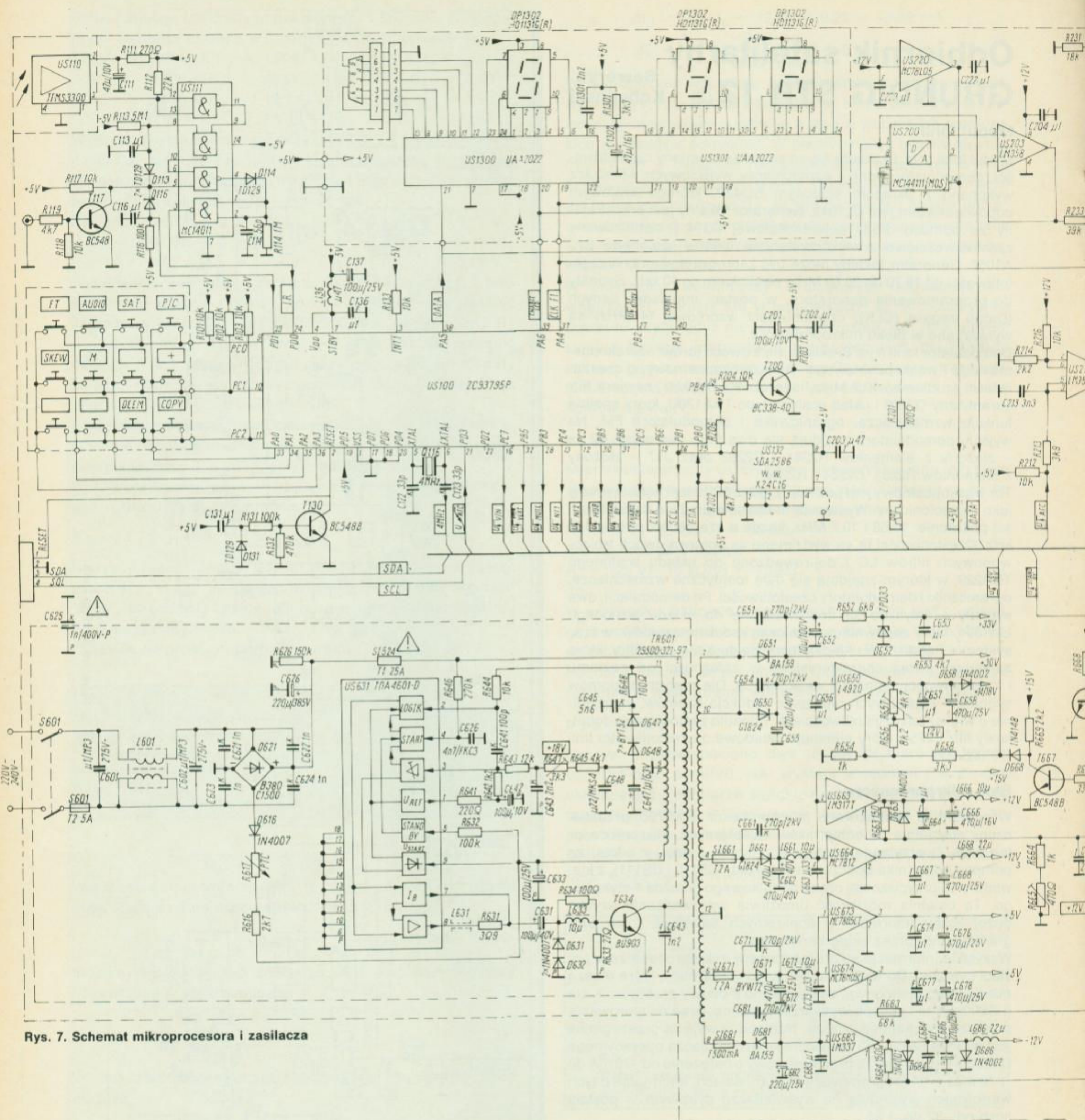
Zasilacz

W zasilaczu (rys. 7) zastosowano przetwornicę impulsową, która wykorzystuje znany układ scalony TDA4601 oraz tranzystor wysokonapięciowy BU903. Na wyjściu przetwornicy zastosowano prostowniki jednopołówkowe oraz stabilizatory napięć stałych w postaci układów scalonych.

Ta sama przetwornica służy do zasilania odbiornika w stanie czuwania. Wówczas niektóre napięcia zasilające są wyłączone. W tym celu wykorzystano scalone stabilizatory LM317T i LM337, w których zwarcie do masy wyprowadzenia 1, za pomocą klucza tranzystorowego T664, powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego do ok. 1,5 V. □



Rys. 5. Schemat modułu fonii



Rys. 7. Schemat mikroprocesora i zasilacza

RADIOKOMUNIKACJA KODOWA

UKF-FM 10-60 km

Anteny; Nad./Odb. 1-256 kanałów do: alarmów, stacji monitor., dozoru elektrowni, zapór, szklarni, itp.

Zakład Elektromechaniczny Urządzeń Sterujących i Alarmowych

81-422 Gdynia, Partyzantów 11 tel./fax 22-24-03

RO/043/93

SERWIS RADIOTELEFONÓW

Wykonujemy: naprawy, konserwacje, montaż radiotelefonów stacjonarnych i przewoźnych, przeglądy, modernizacja urządzeń ładujących na automatyczne, naprawa akumulatorów.
Doradztwo w zakupie, załatwieniu sieci łączności radiotelefonicznej. Kompleksowe instalacje, maszty antenowe, dobór anten stacjonarnych i przewoźnych.

Józef Durlik, 05-080 Izabelin, ul. Krasińskiego 6
tel. 35-00-41, wew. 309
Do godz. 8.00 i od 14.00-18.00

RO/039/93

Zespół głośnikowy BOLERO 200 Tonsilu S.A.

Andrzej NOGALA

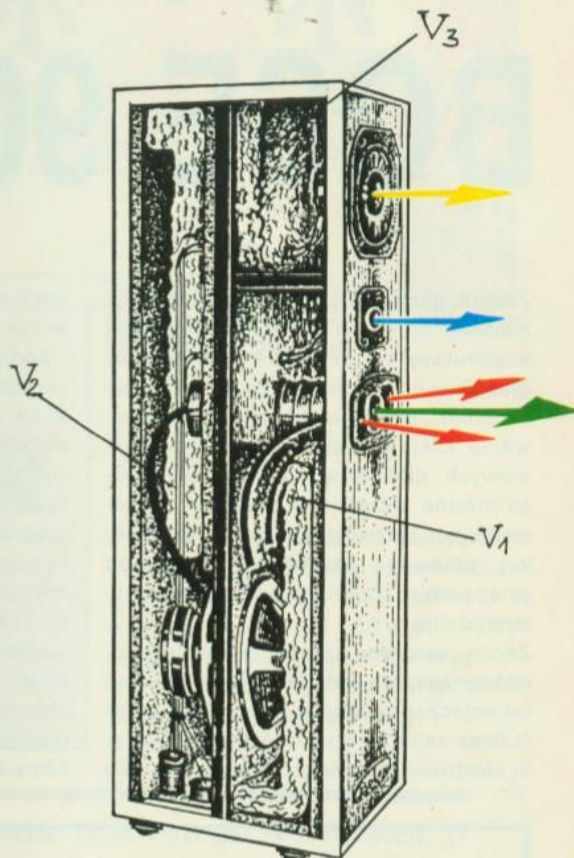
Zespół głośnikowy Bolero 200, wyróżniony złotym medalem na Poznańskich Targach Konsumcyjnych w 1992 r., jest urządzeniem trójdrożnym klasy hi-fi (rys. 1). Konstrukcja zespołu różni się od dotychczas produkowanych przez Tonsil S.A, zestawów głośnikowych (compact, bass-reflex, z membraną bierną). W obudowie znajdują się trzy komory o różnej objętości V1, V2 i V3 (rys. 2). Stosunek objętości dwóch większych komór wynosi około 1 : 1,5, co umożliwia utworzenie niesymetrycznego filtru akustycznego 6 rzędu. Komory te mają wyloty na płycie czołowej zespołu w postaci dwóch w zasadzie współosiowych otworów. Pomiędzy komorami jest wbudowany tandem dwóch głośników niskotonowych o średnicy 200 mm. Głośniki te dzięki powstałemu filtrowi akustycznemu pracują tylko w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych (od 35 Hz do 125 Hz). Większe częstotliwości akustyczne przenosi głośnik umieszczony w komorze V3 o objętości 5,5 dm^3. Jest to głośnik nisko-średniotonowy (GDN 16/40/4, 15 Ω) o średnicy 160 mm i przenosi pasmo od 125 Hz do 4000 Hz. Ma on gumowe zawieszenie układu drgającego i polipropylenową membranę. Odznacza się małymi zniekształceniami nieliniowymi i bardzo dobrym przenoszeniem wymienionego wyżej pasma. Warto zwrócić uwagę, że głośnik ten jest silnie obciążony, ponieważ przenosi podstawową część pasma akustycznego.

Największe częstotliwości przenosi wysokotonowy głośnik kopułkowy wmontowany w płytę czołową między głośnikiem nisko- średniotonowym i wylotami otworów komór V1 i V2.

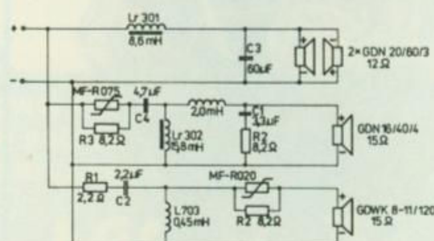
Zwrotnica elektryczna (rys. 3) umożliwia prawidłowy podział doprowadzanej mocy między głośnikami oraz skorygowanie różnic w wartości efektywności zastosowanych głośników, tak aby uzyskać optymalną charakterystykę częstotliwości całego zestawu. Zwrotnica zawiera także elementy zabezpieczające głośnik nisko-średniotonowy i głośnik wysokotonowy przed przeciążeniem. Zastosowanie tych elementów, tzw. multifuse zabezpiecza głośniki przed uszkodzeniem nawet przy przekroczeniu przez pewien czas mocy znamionowej zespołu, równej 100 W.



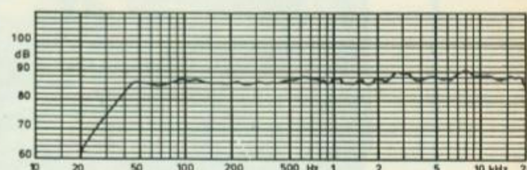
Rys. 1. Zespół głośnikowy Bolero 200 Tonsilu



Rys. 2. Struktura zespołu Bolero 200



Rys. 3. Zwrotnica elektryczna



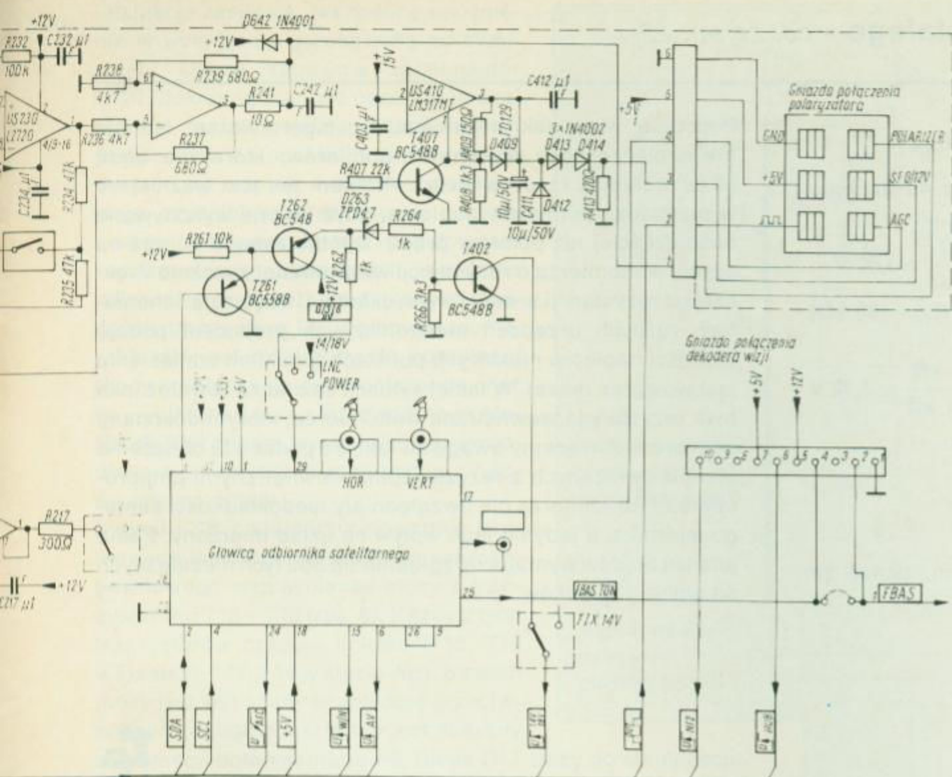
Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowa

Charakterystyka częstotliwościowa zespołu mierzona w laboratorium pomiarowym jest przedstawiona na rys. 4.

Brzmienie zespołu Bolero 200 jest przyjemne: głębokie, miękkie basy, zachowanie równowagi między dźwiękami niskimi, o średniej wysokości i wysokimi. Taką opinię wyrażają użytkownicy zespołu. Przy tym zespół głośnikowy jest tańszy od podobnych zagranicznych (Re i AV nr 11 i nr 12 z 1992 r.).

Dane techniczne zespołu Bolero 200

- Impedancja znamionowa 8 Ω
- Moc znamionowa 100 W
- Moc maksymalna 200 W
- Pasmo przenoszenia 35 Hz - 22 kHz
- Efektywność 87 dB
- Częstotliwość podziału pasma 125 Hz i 4000 Hz
- Rozmiary 270 x 960 x 310 mm
- Masa 26 kg □



GENERATORY TV OBRAZÓW KONTROLNYCH

NAGRODZONE NA MIĘDZYNARODOWEJ WYSTAWIE TELE-FOTO-VIDEO

TESTRONIK

o funkcjach

- test kolorowego obrazu kontrolnego, pasy kolorowe, tła, pola białe i czarne, krata i inne testy
- 20 stron telegazety
- płynne przestrajanie od 1 do 60 kanału (z TV kablową)
- impulsy SC, SSC, BH, BV, wyjścia RGB i p.cz. (38MHz) oraz wiele innych możliwości

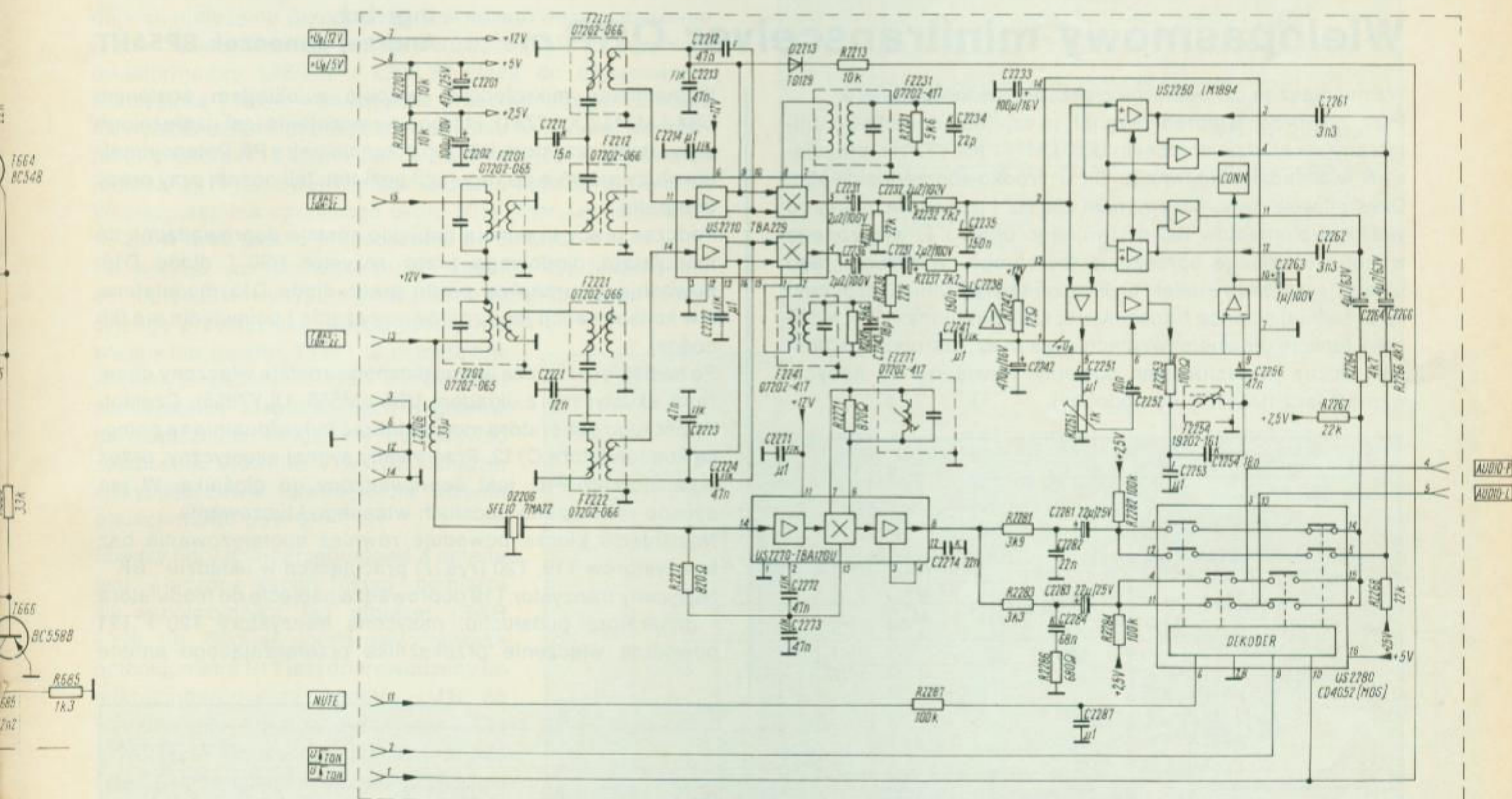
NIEZAWODNE I TANIE

poleca

TESTRONIK

02-495 Warszawa, ul. Robinii 8a
tel. (0-22) 22-79-06, tel/fax (0-2) 667-72-70

Rys. 6. Schemat demodulatora fonii



SYSTEM

ELEMENTY ELEKTRONICZNE

87-115 TORUŃ 16 tel. 480-22 tlx 55-2427

SYSTEM biuro handlowe. TORUŃ ul. Kusocińskiego 3 oprócz sobót 10-16

8.1. Pomiary prądu i napięcia stałego - *cd. ze str. 22*

$$\delta U_o = \frac{\Delta U'_o}{U_o} = \frac{-0{,}02\ V}{5{,}99\ V} = -0{,}0033 = -0{,}33\%$$

Analogicznie, w układzie dzielnika napięcia z rys. 4b otrzymujemy:

$$U_o = E \cdot \frac{R_o}{R_w + R_1 + R_o} = (6\ V) \cdot \frac{100\ k\Omega}{200{,}1\ k\Omega} \approx 3{,}00\ V$$

Po włączeniu woltomierza (UM3, zakres 6 V, R_v = 30 kΩ) napięcie to obniży się do wartości:

$$U'_o = E \cdot \frac{R_o \| R_v}{R_w + R_1 + (R_o \| R_v)} = (6\ V) \cdot \frac{23{,}08\ k\Omega}{123{,}18\ k\Omega} \approx 1{,}12\ V$$

Błędy wynoszą tu:

$$\Delta U_o = U'_o - U_o = 1{,}12 - 3{,}00 = -1{,}87\ V$$

$$\delta U_o = \frac{\Delta U'_o}{U_o} = \frac{-1{,}87\ V}{3{,}00\ V} = -0{,}63 = -63\%$$

Tego ostatniego pomiaru nie można zatem uznać za wiarygodny.

Podobnie więc, jak w przypadku amperomierza, istnieje niebezpieczeństwo wykonania pomiarów, które nie będą odzwierciedlać rzeczywistości. Problem ten jest ważniejszy w przypadku pomiarów napięcia, gdyż są one wykonywane dużo częściej niż pomiary prądu. Ogólna zasada polega na użyciu woltomierza o rezystancji wewnętrznej znacznie większej od rezystancji w mierzonym układzie. Często na schematach różnych urządzeń elektronicznych producent podaje wartości napięć w niektórych punktach (punktem odniesienia jest wówczas masa). W takiej sytuacji zaznacza również jaka była rezystancja wewnętrzna woltomierza, którym dokonano pomiarów. Zwracamy uwagę na fakt, że podane tu obliczenia błędów związanych z rezystancjami wewnętrznymi amperomierza i woltomierza nie uwzględniały niedokładności samego miernika, a jedynie jego wpływ na układ mierzony. Pełna analiza błędów wymaga uwzględnienia obu tych niezależnych od siebie czynników. □

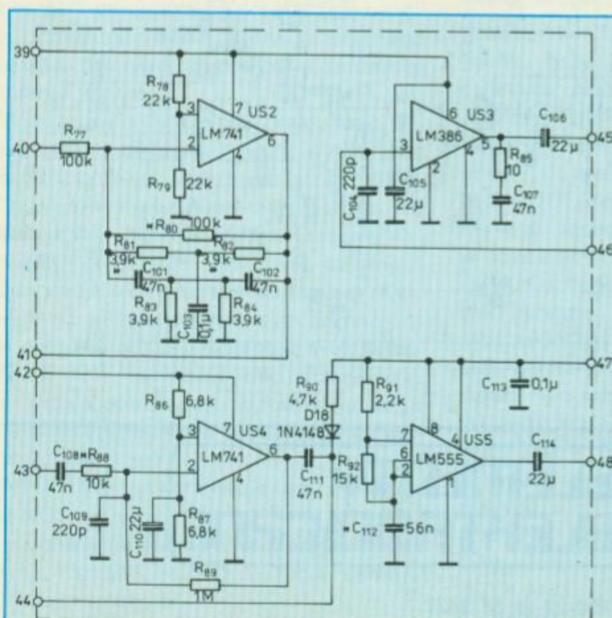
radiokomunikacja



Wielopasmowy minitransceiver QRP (2)

mgr inż.
Andrzej Janeczek SP5AHT

Wzmacniacz m.cz. odbiornika przedstawiono na rys. 6.
Przy odbiorze telegrafii sygnał m.cz. jest dodatkowo filtrowany w układzie scalonym US2-LM741 (ULY7741), pracującym w układzie aktywnego filtru środkowoprzepustowego. Częstotliwość tego filtru wynosi 850 Hz i jest uzależniona od wartości elementów RC podwójnego układu T, włączonego w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Włączenie tego układu jest możliwe dzięki przełącznikowi S6 umieszczonemu na przedniej ściance transceivera. Układ scalony US3-LM386 pełni funkcję głównego wzmacniacza m.cz. sterującego głośnik. Można tu zastosować dowolny, łatwiejszy do nabycia wzmacniacz (UL1490 lub podobny).



Rys. 6. Tor m.cz.

Wzmacniacz mikrofonowy pracuje z układem scalonym US4-LM741 (ULY7741), którego wzmocnienie jest uzależnione od wartości rezystora R88 lub potencjometru P8. Potencjometr ten służy głównie do regulacji poziomu fali nośnej przy pracy telegrafią.

Podczas pracy tą emisją napięcie zostaje doprowadzone do modulatora diodowego przez rezystor R90 i diodę D18. Powoduje to przepływ prądu przez diodę D13 modulatora, a w konsekwencji jego rozrównoważenie i pojawienie się fali nośnej.

Po naciśnięciu klucza telegraficznego zostaje włączony generator akustyczny z układem US5-LM555 (ULY7855). Częstotliwość tego generatora można dobrać indywidualnie za pomocą kondensatora C112. Przerywany sygnał akustyczny, przez potencjometr P10, jest doprowadzony do głośnika. W ten sposób rozwiązano podsłuch własnego kluczowania.

Naciśnięcie klucza powoduje również spolaryzowanie baz tranzystorów T19, T20 (rys. 7) pracujących w układzie "BK". Nasycony tranzystor T19 doprowadza napięcie do modulatora i generatora podsłuchu, nasycone tranzystory T20 i T21 powodują włączenie przekaźnika przełączającego antenę

Rys. 7. Układ "BK"

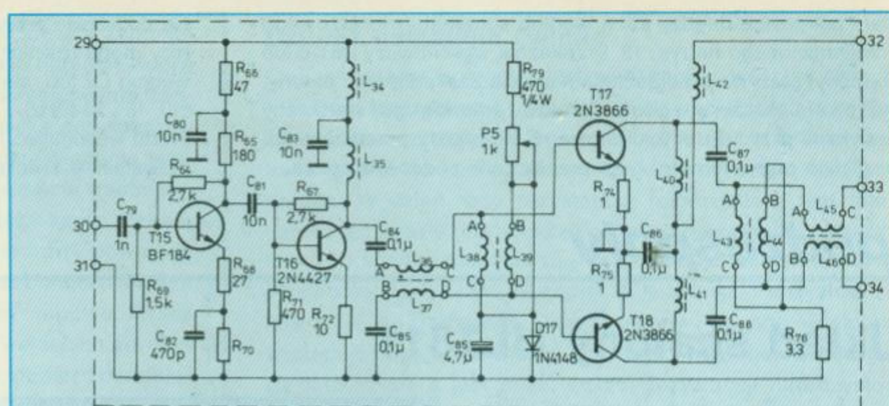
i napięcie zasilania. Niezbędne opóźnienie w wyłączeniu przekaźnika po zwolnieniu klucza zapewnia kondensator C120. Dokładną wartość opóźnienia czasowego można ustalić potencjometrem dołączonym do punktu 59 (im mniejsza wartość rezystancji, tym transceiver zostaje szybciej przełączony w pozycję "odbiór"). Przyspieszenie rozładowania kondensatorów blokujących zasilanie odbiornika jest możliwe dzięki wprowadzeniu tranzystora T22 w stan nasycenia. Stan taki jest niezbędny do poprawnej pracy przełącznika elektronicznego oraz do wyeliminowania nieprzyjemnego efektu akustycznego, występującego w momencie przełączenia urządzenia z nadawania na odbiór.

Sygnał SSB nadajnika z obwodów pasmowych jest doprowadzany do szerokopasmowego wzmacniacza mocy z tranzystorami T15 + T18 (rys. 8). Każdy z tych tranzystorów pracuje liniowo (T15, T16 w klasie A, T17, T18 w klasie AB). Stopień mocy jest wykonany w układzie przeciwsobnym, a jego punkt pracy jest dobrany za pomocą potencjometru P5. Dioda D17 służy do stabilizacji temperaturowej wzmacniacza mocy. Jest ona przymocowana do jednego z tranzystorów; wzrost temperatury diody powoduje zmniejszenie przedpięcia, a w konsekwencji obniżenie prądu spoczynkowego tranzystorów. Bifilarnie nawinięte transformatory L36/L37 i L38/L39 służą do dopasowania tranzystora T16 do wzmacniacza przeciwsobnego. Również na wyjściu układu znajdują się podobnie wykonane transformatory (L43/L44 i L45/L46), a ich zadaniem jest dopasowanie impedancji wyjściowej wzmacniacza do impedancji anteny. Wzmacniacz ma sprawność około 50%, moc wyjściową 1,5 ÷ 2,0 W oraz pasmo przenoszenia 3 ÷ 30 MHz.

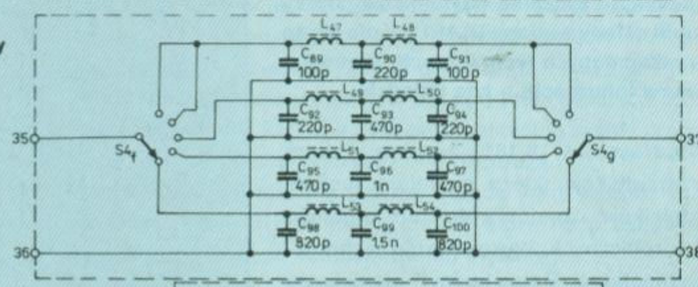
Na wyjściu wzmacniacza mocy znajduje się jeszcze filtr dolnoprzepustowy typu π przełączany zestykami pięciopozycyjnego przełącznika. Każde pasmo ma własny filtr (pasma 15 m i 10 m mają filtr wspólny). Zadaniem tych filtrów jest zmniejszenie niepożądanych sygnałów harmonicznych mogących powodować zakłócenia. Również i w tym układzie wszystkie cewki nawinięto na rdzenie pierścieniowe (rys. 9).

Między filtry dolnoprzepustowe a antenę jest włączony prosty układ pomiarowy współczynnika fali stojącej (SWR – rys. 10). Sygnał pomiarowy z suwaka potencjometru P11 jest doprowadzony do mikroamperomierza S-metra (M1) po wzmocnieniu przez tranzystor T14 (rys. 5). W czasie nadawania (pozycja PRACA przełącznika) rezystor R93 jest zwierany. Cały minitransceiver może być zasilany napięciem 13,5 ÷ 18 V, ponieważ ma wewnętrzny stabilizator 12 V z układem scalonym US6-MC7812 (UL7512). Układ ten, wraz z dodatkowym stabilizatorem 8,5 V (tranzystor T23 z diodą Zenera D23), przedstawiono na rys. 11. Jest on przeznaczony do zasilania generatorów VFO i BFO.

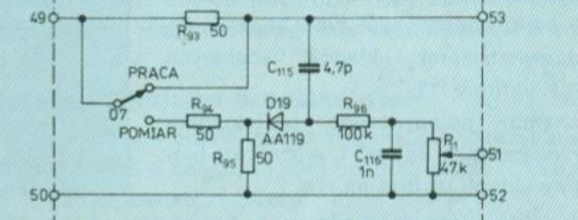
Poszczególne płytki minitransceivera zo-



Rys. 8. Szerokopasmowy wzmacniacz mocy nadajnika

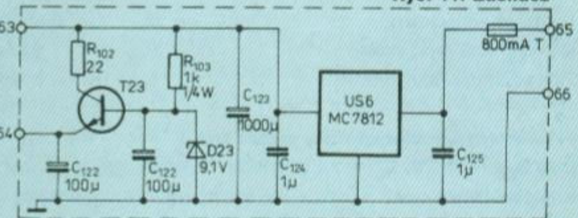


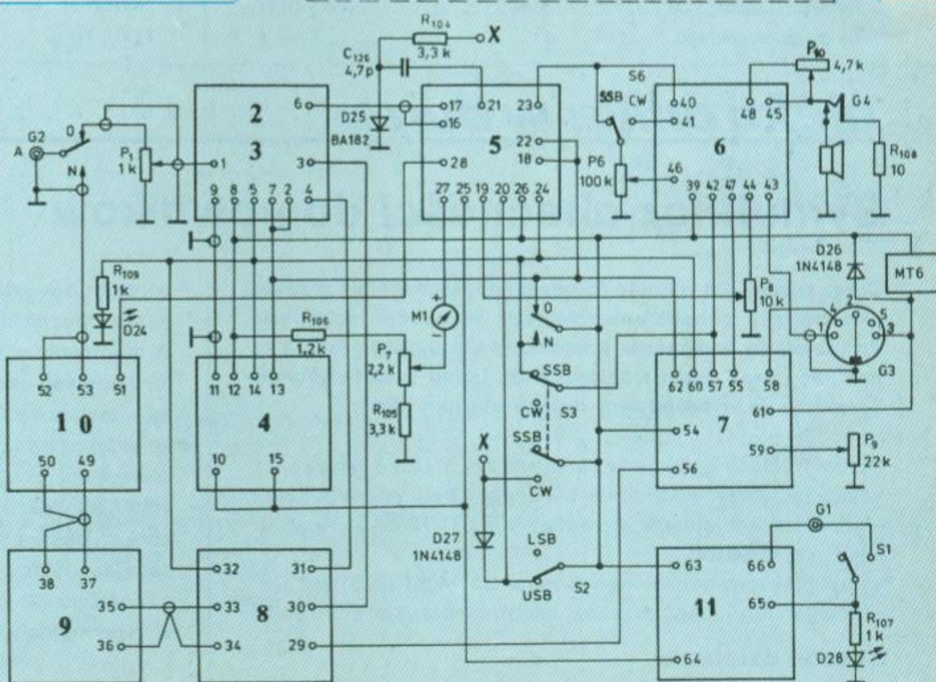
Rys. 9. Wyjściowy filtr dolnoprzepustowy typu Π



Rys. 10. Układ pomiaru SWR

Rys. 11. Zasilacz





Rys. 12. Połączenia między modułami transceivera

stały połączone między sobą według schematu montażowego przedstawionego na rys. 12. Przekaźnik wykonawczy (MT-6 lub podobny) służy do przełączania napięcia zasilania oraz anteny. Jest on umieszczony w pobliżu gniazda antenowego i sterowany zestykami przycisku mikrofonowego. Na rys. 12 przedstawiono wszystkie potencjometry oraz przełączniki podane w opisie.

Na podstawie powyższego opisu bardziej zaawansowani Czytelnicy mogą również wykonać minitransceiver oparty na układach według OZ1JU, ale przystosowany do pracy w nowych pasmach (10, 18 i 24 MHz).

Warto wspomnieć, że dobudowanie do urządzenia skali cyfrowej niewątpliwie zwiększy komfort pracy. □

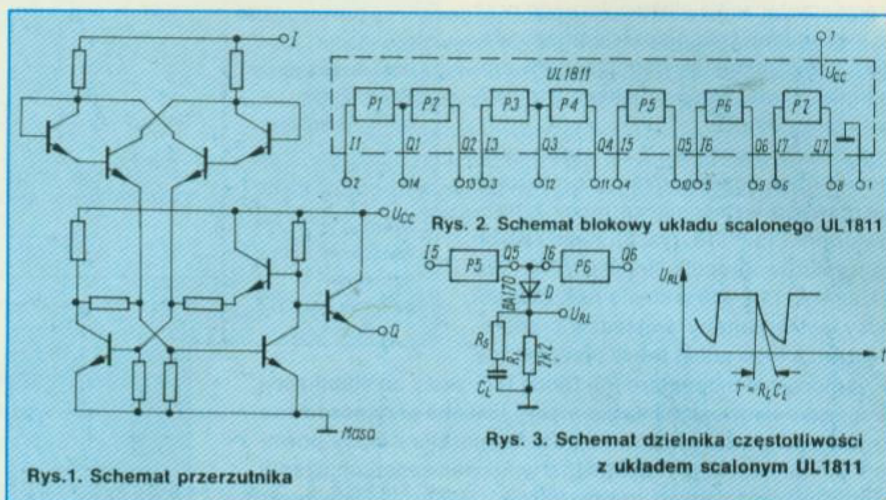
Układ scalony UL1811

Zdzisław Tkaczyk

Spełniając życzenia Czytelników, którzy kupili układy scalone UL1811, a nie mogą uzyskać danych technicznych, przedstawiamy informację o tym układzie.

Układ scalony UL1811 zawiera siedem przerzutników, które spełniają funkcję dzielników częstotliwości do organów elektronicznych. Wykonane są technologią bipolarną. Mają obudowy plastykowe 14-wyprowadzeniowe, typu TO-116. Są odpowiednikami układów scalonych SAJ110 firmy ITT.

Schemat pojedynczego przerzutnika przedstawiono na rys. 1, a schemat blokowy układu UL1811 na rys. 2.



Rys.1. Schemat przerzutnika

Rys. 2. Schemat blokowy układu scalonego UL1811

Rys. 3. Schemat dzielnika częstotliwości z układem scalonym UL1811

Parametry graniczne układu

Napięcie zasilania:	U_{CC}	+7,5 ÷ +11 V
Napięcie wejściowe:	U_I	0 ÷ +11 V
Maksymalna moc strat:	P_{tot}	600 mW
Zakres temperatur pracy:	t_{amb}	−25 ÷ +125 °C

Parametry charakterystyczne przerzutnika przy U_{CC} = +9 V, R_L = 2,2 kΩ

Napięcie wejściowe:		
dla stanu niskiego	U_{IL}	≤1 V
dla stanu wysokiego	U_{IH}	≥6 V
Napięcie wyjściowe:		
w stanie niskim	U_{OL}	≤0,1 V
w stanie wysokim	U_{OH}	≥7,0 V
Rezystancja wejściowa:	R_I	6 ÷ 9 kΩ
Rezystancja wyjściowa:		
w stanie niskim	R_{oL}	>1 MΩ
w stanie wysokim	R_{oH}	200 Ω
Pobór prądu (wyjście w stanie niskim):	I_{CC}	≤3 mA
Zakres częstotliwości sygnału wejściowego f:		20 ÷ 20 000 Hz

Schemat aplikacyjny dla przerzutnika przedstawiono na rysunku 3. □

Symulator obecności domowników

Jerzy Justat

Coraz więcej jest włamań do mieszkań, szczególnie w czasie urlopów czy sobotnio-niedzielnych wyjazdów na działkę. Proponujemy wykonanie urządzenia sterującego lampą symulującą nasz pobyt w mieszkaniu. Układ został wykonany i praktycznie wypróbowany w laboratorium "Re".

Schemat układu jest przedstawiony na rys. 1. Układ składa się z:
– czujnika natężenia światła wykonanego z tranzystorami T1 i T2,
– generatora impulsów prostokątnych (U1-7555),
– licznika U2(4024),
– multipleksera ośmio-wejściowego U3 14051 (4051),
– stopnia sterującego przekaźnikiem, z tranzystorami T3 i T4.

Zasada działania

Urządzenie działa automatycznie włączając się w momencie zapadania ciemności i wyłączając, gdy jest już jasno. Czasy włączania i wyłączania lampy są różne, co lepiej symuluje naszą obecność w domu.

W momencie włączenia zasilania zaczyna pracować generator impulsów prostokątnych. Jeżeli układ włączono w dzień, na kolektorze tranzystora T1 jest napięcie niskie, natomiast na kolektorze tranzystora T2 występuje napięcie wysokie, które blokuje licznik U2. Na wszystkich wyjściach licznika jest wtedy stan niski, także na wejściach adresowych A, B, C multipleksera są stany niskie. Powoduje to, że do wyjścia X multipleksera jest doprowadzony sygnał z wejścia X0 (tabl. 1). Napięcie na wejściu X0 zależy od napięcia kolektora tranzystora T1; w tym momencie jest to napięcie niskie. Niskie napięcie z wyjścia X multipleksera powoduje, że tranzystory T3 i T4 są zatkane, przez cewkę przekaźnika nie płynie prąd, zestyki przekaźnika są rozwarte i lampa nie świeci się.

W chwili zapadnięcia zmroku tranzystor T1 zostaje zablokowany. Na jego kolektorze występuje wysokie napięcie, które przez wejście X0 multipleksera powoduje odblokowanie tranzystorów T3, T4 i przepływ prądu przez cewkę przekaźnika. Następuje zwarcie zestyków przekaźnika i zaświecenie lampy. Stan ten trwa aż do zmiany napięcia wejścia multipleksera, spowodowanej przez zmianę stanów jego wejść adresowych. Niskie napięcie na kolektorze tranzystora T2 powoduje odblokowanie licznika, który zaczyna zliczać impulsy. Licznik ten jest wyzwalany opadającym zboczem impulsu. Przez pierwsze osiem impulsów zegarowych na wejściach adresowych multipleksera występują stany niskie, dopiero opadające zbocze ósmego impulsu zmienia stan wejścia adresowego A na wysoki.

Do wyjścia X jest doprowadzany sygnał z wejścia X1. Z częstotliwością zmian wyjścia Q4 licznika są dokonywane zmiany na wejściach adresowych multipleksera. Do wyjścia multipleksera są kolejno doprowadzane sygnały z wejść X2÷X7. Niski stan wejścia multipleksera powoduje wyłączenie lampy, a wysoki – jej włączenie. W momencie pojawienia się stanu wysokiego na wyjściu Q7 licznika następuje zablokowanie multipleksera. Zgodnie z tablicą 1, żaden ze stanów wejść X0÷X7 nie jest dołączany do wyjścia X. Jest to stan niski, który powoduje wyłączenie lampy. Multiplekser jest zablokowany do momentu, gdy na wejściu Q7 pojawi się stan niski.

Przy wzroście natężenia światła (świt) następuje ponowna zmiana stanów tranzystorów T1 i T2. Wysokie napięcie kolektora T2 blokuje licznik, co powoduje ustawienie na wejściach adresowych multipleksera stanów L L L i na wyjście X z wejścia X0 zostaje doprowadzone ponownie napięcie, które odpowiada niskiemu napięciu kolektora T1. Lampa jest wyłączona do zapadnięcia zmroku.

Przykładowy cykl pracy układu i czasy włączenia i wyłączania lampy przedstawiono w tabl. 2. Gdy zmrok zapadnie o godzinie 18. i licznik zacznie zliczać impulsy, przerwa nocna będzie trwała ok. 6,5 godziny. Jeżeli będzie ciemno jeszcze o godz. 7. lampa ponownie włączy się, co będzie sugerowało poranny ruch domowy. W przeciwnym przypadku lampa włączy się dopiero wieczorem.

Czujnik natężenia światła

Czujnik natężenia światła jest wykonany z tranzystorami T1 i T2. Baza tranzystora T1 jest sterowana napięciem z dzielnika, zawierającego rezystory R4 i potencjometr P1 oraz fotorezystor. Rezystancja fotorezystora maleje ze wzrostem natężenia światła. W dzień, gdy rezystancja fotorezystora jest mała, napięcie na bazie jest większe od sumy napięcia U_{BE} tranzystora T1 i spadku napięcia U_{R9} co powoduje, że tranzystor T1 przewodzi. Niskie wtedy napięcie kolektora tranzystora T1 powoduje, że tranzystor T2 jest zatkany i na jego kolektorze występuje napięcie zasilania. Przy braku oświetlenia rezystancja fotorezystora jest duża, wzrost rezystancji fotorezystora powoduje obniżenie napięcia sterującego bazę i obniżenie spadku napięcia na rezystorze R5. Rosnące napięcie kolektora tranzystora T1 powoduje, przez dzielnik R2 i R3, otwieranie tranzystora T2. Wzrost napięcia U_{R9} powoduje silniejsze zatykanie tranzystora T1 i w wyniku tego następuje szybki proces przerzutu. Układ charakteryzuje się histerezą.

Kondensator C2 opóźnia zmianę stanów tranzystorów przy szybkich zmianach oświetlenia fotorezystora, np. przez światła przejeżdżającego samochodu lub błyskawicę.

W układzie można zastosować różne typy fotorezystorów, dobierając tylko odpowiednią wartość prądu dzielnika fotorezystor – P1÷R4.

Generator impulsów prostokątnych

Generator impulsów prostokątnych wykonano, wykorzystując układ 7555 CMOS o bardzo małym poborze prądu. Częstotliwość drgań obliczono ze wzoru:

$$f = \frac{1,44}{(R1+2R2)\cdot C1}, \qquad \text{okres} \quad T = t_{w1} + t_{w2}$$

przy czym: $t_{w1} = 0,7\cdot(R1+R2)\cdot C1$, $t_{w2} = 0,7\cdot R2\cdot C1$, wypełnienie $D = t_{w1}/T$. W zastosowanym układzie okres drgań wynosi ok. 6 min, D = 2/3. Wypełnienie nie ma znaczenia, ponieważ licznik jest wyzwalany ujemnym zboczem i impulsy z wyjść licznika mają wypełnienie 1/2. Od częstotliwości generatora są zależne cykle włączania i wyłączania lampy. Jeżeli chcemy zmienić częstotliwość, należy zmienić wartość

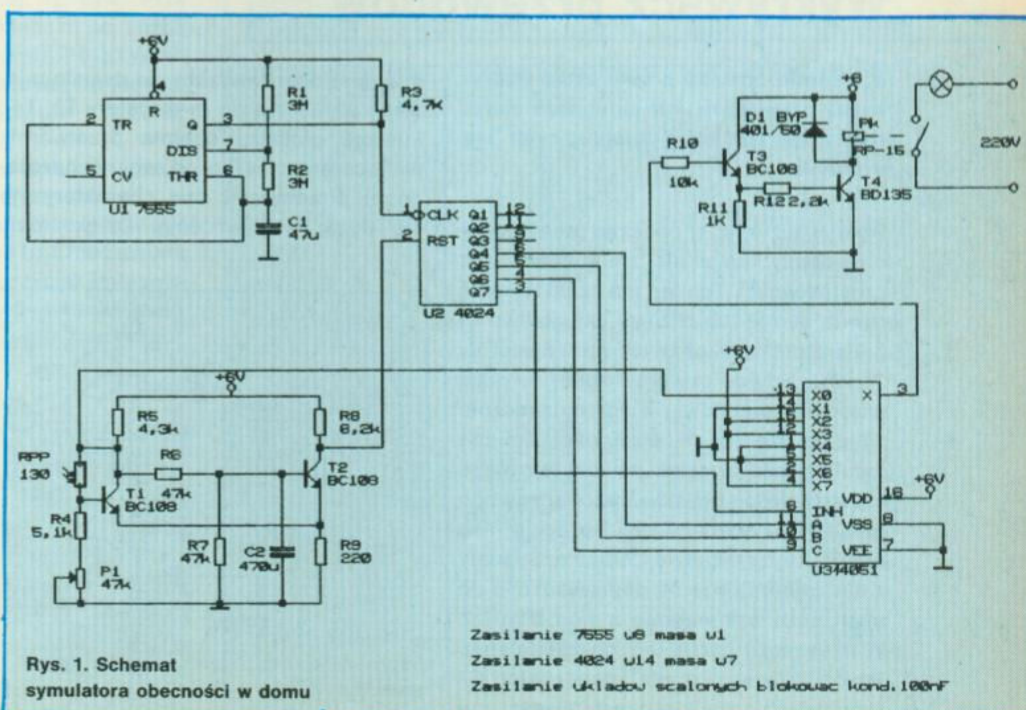
T a b l i c a 1. **Stany wejść i wyjść multipleksera 14051**

Wejścia adresowe A	B	C	Wyjście X	Wejście INH
L	L	L	X0	L
H	L	L	X1	L
L	H	L	X2	L
H	H	L	X3	L
L	L	H	X4	L
H	L	H	X5	L
L	H	H	X6	L
H	H	H	X7	L
x	x	x	L	H

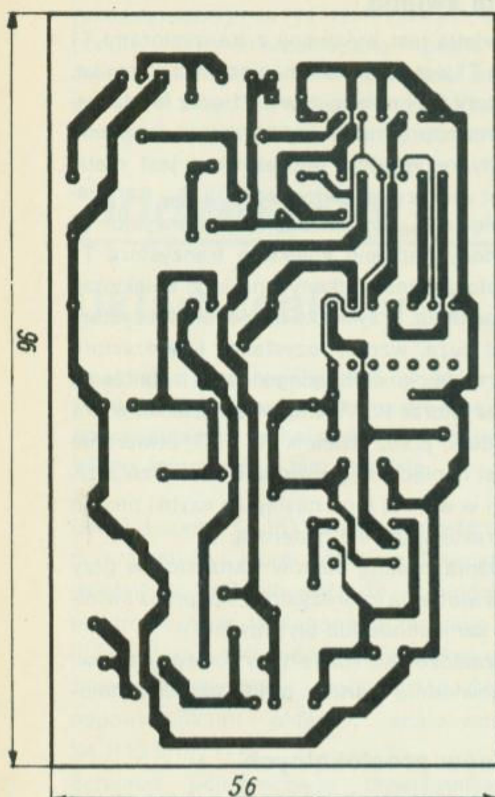
T a b l i c a 2. **Cykl pracy lampy (okres drgań 6 min)**

Licznik RST	Liczba impulsów zegarowych L	Czas cyklu nocnego T [min]	Stan lampy
L	8	48	1
	8	48	0
	16	96	1
	24	144	0
	8	48	1
	64	384	0

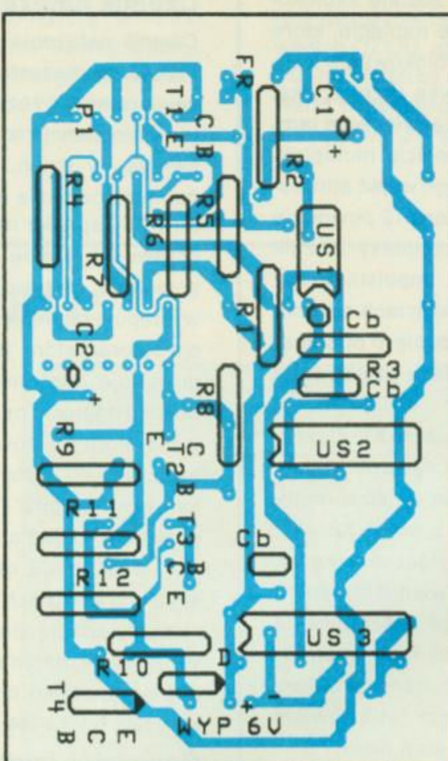
1 – lampa włączona, 0 – lampa wyłączona



Rys. 1. Schemat symulatora obecności w domu



Rys. 2. Płytka drukowana symulatora (Wymiary płytki 98 x 57 mm)



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce

kondensatora C1 lub rezystora R2. Kondensator C1 powinien być tantalowy.

Stopień wyjściowy

Zastosowany przekaźnik 6 V wymaga do zwarcia zestyków prądu min. 180 mA. Aby nie obciążać wyjścia układu CMOS, tranzystor T3 jest włączony w układzie wtórnika emiterowego. Napięcie na rezystorze R11 powoduje otwarcie tranzystora T4, przepływ prądu przez cewkę przekaźnika i zwarcie zestyków. Brak napięcia na bazie tranzystora T3 powoduje zatkanie obu tranzystorów. Dioda D zapobiega uszkodzeniu tranzystora T4 przez przepięcia występujące na cewce przekaźnika.

Uruchomienie układu

Na rys. 2 i 3 przedstawiono płytkę drukowaną z rozmieszczeniem elementów. Po zmontowaniu elementów należy potencjometrem P1 nastawić próg zadziałania urządzenia. Do ustalenia natężenia światła można wykorzystać światłomierz lub ustalić próg przerzutu doświadczalnie. Fotorezystor powinien być skierowany w kierunku przeciwnym do włączanej lampy tak, żeby jej światło nie powodowało wzrostu natężenia światła lub poziomu powodującego przerzut. W razie problemów z uruchomieniem należy przeciąć ścieżkę łączącą wyjście generatora z wejściem zegarowym układu U2 i zastąpić generator w układzie generatorem zewnętrznym o częstotliwości 1 Hz. Umożliwi to szybsze przeanalizowanie układu ze względu na skrócenie cykli pracy.

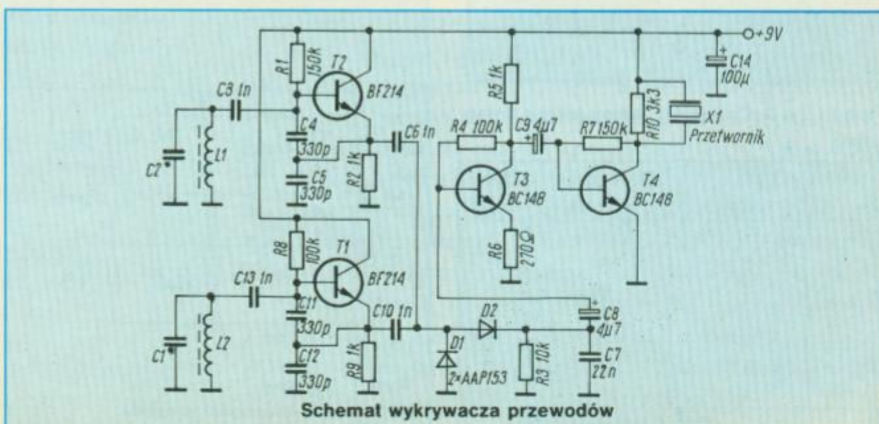
Układ może być zasilany za pomocą czterech akumulatorów NiCd (R20) przy pracy kilkunastogodzinnej lub zasilacza zewnętrznego 6 V o wydajności prądowej min. 200 mA.. Pobór prądu przy rozwartych zestykach przekaźnika wynosi 3 mA. □

Wykrywacz przewodów

Paweł Wąsowicz

W artykule opisano prosty układ wykrywacza przewodów, rur lub innych metalowych przedmiotów znajdujących się w ścianie.

Wykrywacz (rys. 1) podczas pracy generuje ciągły ton o nie zmieniającej się częstotliwości. Ton ten ma częstotliwość równą sumie lub różnicy częstotliwości generatorów wykonanych z tranzystorów T1 i T2. Gdy do cewki L2 zbliżymy jakiś przedmiot metalowy, wtedy nieznacznie zmienia się jej indukcyjność. Zmiana indukcyjności tej cewki powoduje zmianę częstotliwości obwodu rezonansowego L2 C1. Tranzystory T1 i T2 pracują jako generatory w układzie Colpits'a. Sygnały z obu generatorów są doprowadzone do mieszacza wykonanego z diod D1 i D2. W mieszaczu następuje ich zdudnienie. Po odfiltrowaniu przez kondensator C7 składowych o wielkiej częstotliwości, sygnał jest doprowadzany do dwustopniowego wzmacniacza (tranzystory T3, T4). Funkcję głośnika spełnia przetwornik piezoceramiczny (np. od zegarka naręcznego). Przetwornik taki charakteryzuje się dużą efektywnością. Dzięki temu układ pobiera mały prąd i może pracować z pojedynczej baterii 9 V (typ 6F22). Cewka L1 została nawinięta na korpusie z rdzeniem ferrytowym o średnicy zewnętrznej 5 mm. Ma ona 200 zwojów drutu miedzianego DNE o średnicy 0,1



Schemat wykrywacza przewodów

mm. Cewka L2 została nawinięta na pręcie ferrytowym o średnicy 1 cm i długości 12 cm. Ma ona 96 zwojów drutu miedzianego DNE o średnicy 0,2 mm. Powinna się ona znajdować w pobliżu tego końca pręta, który będzie używany do wykrywania metalu.

Zasięg wykrywacza jest niewielki. Można nim wykryć drut o średnicy 2 mm z odległości 4 cm. Przy większych objętościach wykrywanych przedmiotów jego zasięg oczywiście rośnie, jest jednak wystarczający do zlokalizowania przewodów lub rur w ścianie. Aby zwiększyć zasięg należy cewkę L2 wykonać jako powietrzną o dużej średnicy (ok. 10 cm), zaekranować uzwojenie przez owinięcie folią aluminiową i połączyć folię z masą urządzenia.

W tym przypadku należy oddalić układ elektroniczny od cewki wykrywacza o ok. 1 m. W tej wersji cewka L2 powinna mieć 15÷22 zwoje drutu miedzianego DNE o średnicy 1 mm. Jeżeli układ został wykonany jako wersja z prętem ferrytowym, nie jest konieczne umieszczanie układu z dala od cewki L2.

Układ po zmontowaniu wymaga wstępnej regulacji częstotliwości generatorów. Służą do tego kondensatory C1 i C2. Pojemności ich należy tak dobrać, aby częstotliwości drgań generatorów różniły się o ok. 1÷3 kHz.

Układ działa w zakresie napięć zasilających od 6 do 12 V. Najlepsza jest jednak bateria 9 V. □



Elektroniczny zamek szyfrowy

Leszek Halicki

Firma elektroniczna UMC z Tajwanu jest producentem interesującego układu scalonego UA3730. Układ UA3730 wyposażony w klawiaturę, sygnalizatory: akustyczny i optyczny, źródła zasilania i jeszcze parę elementów, tworzy elektroniczny zamek szyfrowy. W artykule opisano takie urządzenie wykonane i praktycznie wypróbowane w laboratorium Redakcji, bardzo przydatne w domu do sterowania pracą centrali alarmowej, drzwiami do garażu lub furtką. W opracowaniu wykorzystano układ, dostarczony przez firmę "Meditronik"

Układ scalony UA3730 wykonano technologią CMOS, dzięki czemu pobiera on znikomy prąd w stanie czuwania (ok. 5 μA), a w stanie aktywnym ok. 4 mA. Napięcie zasilania układu mieści się w granicach od 3 do 6 V. Przy obowiązującym w technice alarmowej standardzie 12 V oznacza to konieczność stosowania stabilizatora obniżającego napięcie zasilania, lecz jednocześnie umożliwia zastosowanie taniego zasilania awaryjnego, dzięki któremu ustalona sekwencja kodowa zamka nie zostaje skasowana w momencie, np. przecięcia przewodów zasilających.

Kodowanie zamka polega na wprowadzeniu z jego klawiatury do pamięci sekwencji nie przekraczającej 12 cyfr. Przy zastosowaniu kodu dwunastocyfrowego oznacza to liczbę 10^{12} uporządkowań (wariacji z powtórzeniami). Po trzykrotnym, niewłaściwym wybraniu sekwencji kodowej na jednym z wyjść układu scalonego pojawia się impuls alarmowy o czasie trwania 60 s.

W tablicy 1 podano parametry graniczne układu scalonego UA3730, a w tablicy 2 – parametry charakterystyczne.

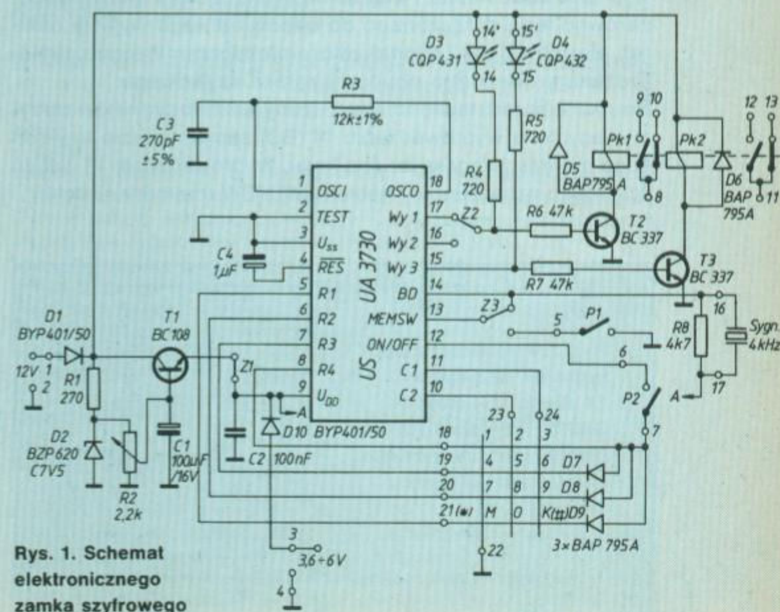
Na rys. 1 przedstawiono kompletny układ elektronicznego zamka szyfrowego. Oprócz układu scalonego UA3730 zawiera on typową klawiaturę telefoniczną z 12 przyciskami, sygnalizator akustyczny piezoceramiczny, dwa stopnie mocy z przekaźnikami wykonawczymi i diodami sygnalizacyjnymi,

T a b l i c a 1. **Parametry graniczne układu UA3730**

Parametr	Wartość			Jednostka
	min.	typ	maks.	
Napięcie zasilania	–0,3		7,0	V
Napięcie wej. U_{IH1}	–0,3		15,0	V
Napięcie wej. U_{IH2}	–0,3		U_{DD} + 0,3	V
Prąd wyj. I_{OH}		2		mA
Prąd wyj. I_{OL}		20		mA
Temperatura pracy t_{OPG}	–30		70	°C

T a b l i c a 2. **Parametry charakterystyczne układu scalonego UA3730 dla U_{DD} = 5 V, U_{SS} = 0 V i t_{OPG} = 25°C**

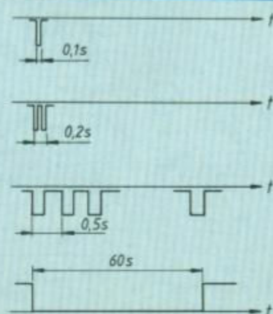
Parametr	Symbol	Jednostka	Wartość			Warunki pomiaru
			min.	typ.	maks.	
Napięcie pracy	U_{DD}	V	3,0	5,0	6,0	
Prąd w stanie:						
czuwania	I_{SB}	μA	–	5	30	f_{OPG} = 400 kHz
pracy	I_{DD}	mA	1	–	4	
Częstotliwość pracy	f_{OPG}	kHz	260	400	645	
Napięcie wej. w stanie H przy obciążonych						
wyjściach: od 1 do 3	U_{IH1}	V	0,7 U_{DD}	–	13,5	
inne	U_{IH2}	V	0,7 U_{DD}	–	U_{DD}	
Napięcie wej. w stanie L	U_{IL}	V	U_{SS}	–	0,3 U_{DD}	
Prąd wyjściowy w stanie L	I_{OL1}	mA	–	–	15	obciążone wyjścia od 1 do 3 U_{IN} = 0,0 V
Napięcie wyjśc. w stanie H	U_{OH1}	V	U_{DD}-2	–	–	I_{OH} = –50 μA
(U_{DD} = 4,5 ÷ 5,5 V)	U_{OH2}	V	U_{DD}-5	–	–	I_{OH} = –10 μA
Napięcie wyjść w stanie L	U_{OL1}	V	–	–	1,5	I_{OL} = 10 mA
(U_{DD} = 4,5 ÷ 5,5 V)	U_{OL2}	V	–	–	0,4	I_{OL} = 1,8 mA



Rys. 1. Schemat elektronicznego zamka szyfrowego

a także stabilizator napięcia stałego 6 V i źródła zasilania awaryjnego. Między wyprowadzenia 1 i 18 układu scalonego włączono rezystor R3, a między wyprowadzenie 1 i masę – kondensator C3. Są to elementy zewnętrzne generatora sygnału o częstotliwości 400 kHz. Do wyprowadzenia 3 (zerowanie) dołączono kondensator C4. Podczas zerowania układu wejście to łączy się z masą, jednak w trakcie normalnej pracy jest ono nie wykorzystywane.
Wyprowadzenia rzędów klawiatury telefonicznej połączono z końcówkami 5÷8 układu scalonego, natomiast kolumny druga i trzecia – z końcówkami 10, 11. Pierwszą kolumnę połączono bezpośrednio z masą. Wybranie jednej cyfry sekwencji kodowej, czyli naciśnięcie odpowiedniego klawisza (oznaczonego cyfrą) powoduje zwarcie przewodów właściwego rzędu i kolumny. Towarzyszy temu krótkotrwały sygnał akustyczny trwający ok. 0,1 s z przetwornika piezoceramicznego, włączonego między wyprowadzenie 14 układu scalonego i plus napięcia zasilania.
Po prawidłowym wybraniu sekwencji kodowej zostają wysterowane: na dwie sekundy wyprowadzenie 27 (We1) układu scalonego oraz na stałe – wyprowadzenie 16 (Wy2). Do wyprowadzeń tych dołączono za pomocą tranzystorów mocy T2 miniaturowy przekaźnik kontaktronowy Pk1 oraz diodę świecącą D3. Przekaźnik ma dwa rodzaje zestyków: NO (normalnie rozwarte) i NC (normalnie zwarte). Umożliwia to dołączenie do niego obciążenia, włączanego lub wyłączanego sekwencją kodową. Za pomocą zwory Z2 można włączyć przekaźnik i diodę do wyjścia 16 lub 17 układu scalonego. W zależności od położenia tej zwory można więc sterować ryglem w drzwiach wejściowych do pomieszczenia (budynku) czy furtce, czyli wszędzie tam gdzie, jest wymagany chwilowy impuls wykonawczy, albo pracą centrali alarmowej przez blokadę wejść linii dozorowanych napięciem stalym lub też przez włączanie i wyłączanie zasilania lub masy.
Pozycja zwory Z2 na rys. 1 odpowiada współpracy urządzenia z ryglem drzwiowym. Dioda D5 zabezpiecza tranzystor T2 przed przepięciami powstającymi przy przełączaniu przekaźnika. Dioda D3 służy do kontroli stanu wyjścia układu scalonego (przekaźnika). Podobnie wykonano bufor, dołączony do wyprowadzenia 15 układu scalonego. Na wyjściu tym impuls wykonawczy pojawia się w przypadku trzykrotnego, nieprawidłowego wybrania sekwencji kodowej i trwa przez 60 sekund. W tym czasie zostaje wysterowany tranzystor T3, dioda świecąca D4 oraz przekaźnik Pk2. Jeżeli teraz zestyki przekaźnika (NO lub NC) połączymy z odpowiednim wejściem centrali alarmowej, w razie trzykrotnego nieprawidłowego wybrania kodu nastąpi włączenie sygnalizatora alarmowego, zarówno tego dołączonego do odpowiedniego wyjścia centrali alarmowej jak i sygnalizatora piezoceramicznego, umieszczonego wewnątrz obudowy zamka szyfrowego.
Na rys. 2 przedstawiono przybliżony kształt sygnałów otrzymywanych na wyprowadzeniu 14 (BD) zamka w razie trzykrotnego niewłaściwego wybrania kodu. Wyprowadzenie 13 układu scalonego oznaczono symbolem MEMSW (memory switch).

Rys. 2. Przybliżony kształt sygnałów na wyjściu 14 układu scalonego UA3730 przy kolejnych (trzech) próbach wybrania niewłaściwej sekwencji kodowej



Umieszczając odpowiednio zworę Z3, można włączyć dodatkowo, między wyprowadzenie 5 płytki drukowanej a masę, przełącznik P1. Służy on do zmiany sekwencji kodowej. Przy ustawieniu zwory Z3 tak, że wyprowadzenie 13 układu scalonego zostanie połączone z wyprowadzeniem 5 płytki drukowanej, dopiero zwarcie zestyków tego przełącznika umożliwi wprowadzenie nowej sekwencji kodowej. Przełącznik P1 można zastąpić odcinkiem przewodu, dołączanym w razie takiej potrzeby do masy układu. Przy ustawieniu zwory Z3 jak na rys. 1, jest możliwe wprowadzenie nowej sekwencji kodowej bezpośrednio z klawiatury.
Między wyprowadzenia 12 (ON/OFF) a wyprowadzenie 7, wspólny punkt diod D7 ÷ D9 oraz pierwszego rzędu klawiatury można włączyć mikroprzełącznik lub czujnik kontaktronowy stale rozwarty lub zwarty. Zwarcie lub rozwarcie zestyków czujnika powoduje wysterowanie wyjścia alarmowego 3 układu scalonego. Mikroprzełącznik lub czujnik ten można wykorzystać jako przycisk antysabotażowy, włączając alarm w przypadku zdjęcia pokrywy zamka szyfrowego. Należy jednak zauważyć, że zgodnie z przyjętymi zasadami przycisk antysabotażowy wraz z ew. układem pośredniczącym, jak to ma miejsce w tym przypadku, powinien informować centralę alarmową o stanie linii antysabotażowej w sposób ciągły, a nie tylko przez 60 sekund. Dlatego wyprowadzenia 6 i 7 układu scalonego można zostawić rozwarte, a przycisk (czujnik) antysabotażowy połączyć bezpośrednio z centralą alarmową.
Producent układu scalonego UA3730 przewidział pracę układu przy napięciach zasilania mieszczących się w granicach od 3 do 6 V. Ponieważ urządzenia alarmowe pracują przeważnie przy napięciu zasilania 12 V (akumulator, np. samochodowy) zamek szyfrowy wyposażono w układ ze stabilizatorem obniżający napięcie zasilania z 12 do 6 V. Układ ten wykonano z tranzystorem T1 i diodą Zenera D2. Dioda D1 zabezpiecza układ zamka przed przypadkową zamianą polaryzacji źródła 12 V. Z emitera tranzystora szeregowego T1 napięcie zasilające 6 V doprowadza się za pomocą zwory Z1 do wyprowadzenia 9 układu scalonego. Kondensatory C1 i C2 zmniejszają tętnienia napięcia zasilającego i zwiększają odporność układu zamka na zakłócenia.
Diody sygnalizacyjne D3 i D4 oraz cewki przekaźników Pk1 i Pk2 są zasilane napięciem ok. 11,4 V z pominięciem stabilizatora. Wyjścia 15, 16 i 17 układu scalonego UA3730 są wyjściami typu "open colector", zatem w stanie czuwania urządzenia na wyjściach tych panuje napięcie prawie równe napięciu zasilania, tj. 1,4 V. Złącza baza-emiter tranzystorów T2 i T3 są spolaryzowane w kierunku przewodzenia, zatem cewki przekaźników są wysterowane. Oznacza to, że w stanie czuwania układ wykonawczy zamka pobiera stosunkowo duży prąd. Rozwiązanie takie ma tę jednak zaletę, że po odcięciu napięcia zasilającego 12 V, zmieni się stan wyjść układu scalonego, a zatem – wyjść przekaźników ze zwartych na rozwarte i odwrotnie. Powoduje to natychmiastowe pobudzenie centrali alarmowej.
Wyprowadzenie 9 (U_{DD}) układu scalonego połączono za pomocą diody separującej D10 z awaryjnym źródłem zasilania 3,6 ÷ 6 V. W przypadku zaniku napięcia zasilającego 12 V, np. w wyniku przecięcia przewodów, nie zostanie skasowana informacja dotycząca sekwencji kodowej i po przywróceniu zasilania 12 V nie ma potrzeby ponownego szyfrowania zamka.
Zamek szyfrowy należy zmontować na płytce drukowanej (rys. 3) zgodnie ze schematem montażowym (rys. 4). Płytkę kompletną zamka bez wlutowanej zwory Z1 należy umieścić w obudowie z pokrywą zabezpieczoną mikroprzełącznikiem lub antysabotażowym czujnikiem kontaktronowym. Jako obudowę można zastosować obudowę aparatu telefonicznego sprowadzanego "na kilogramy" z Dalekiego Wschodu, wykorzystując też jego klawiaturę i sygnalizator piezoceramiczny. Należy jednak dokonać odpowiednich połączeń wyprowadzeń

Rys. 3. Płytka drukowana zamka szyfrowego

Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej zamka

z klawiatury tak, aby była zgodna ze schematem przedstawionym na rys. 5. Źródło napięcia awaryjnego należy umieścić w obudowie zamka szyfrowego. W trakcie uruchomienia układu trzeba ustawić rezystorem nastawnym R2 napięcie na emiterze tranzystora T1 na ok. 6 V, a następnie wlutować zworę Z1.

Ustawianie szyfru zamka

Po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania 12 V przy jednocześnie odłączonym zasilaniu awaryjnym następuje wyzerowanie pamięci zamka.

Wszystkie wyjścia wykonawcze układu scalonego przechodzą w stan wysoki, tj. w stan czuwania urządzenia. Szyfrowanie zamka można przeprowadzić w dwojaki sposób.

Wersja 1 zamka bez przełącznika P1 (pamięć):

- wybrać prawidłową "starą" sekwencję kodową i nacisnąć klawisz M (*),
- wybrać "nową" sekwencję kodową i nacisnąć klawisz K (#), sygnalizator akustyczny włączy się dwukrotnie na czas 0,1 s, zaświecą się diody D3 i D4 – dioda D3 na dwie sekundy, a dioda D4 na stałe,
- ponownie wybrać "nowy" szyfr i klawisz K; sygnalizator akustyczny włączy się na czas 0,1 s, dioda D3 na dwie sekundy, a dioda D4 zgaśnie.

Jeżeli użytkownik zamka zapomni sekwencję kodową, powinien odłączyć źródło zasilania zarówno główne jak i awaryjne na czas co najmniej 5 minut.

Wersja 2 zamka z przełącznikiem P1 (pamięć) lub zworą w postaci odcinka przewodu. Zwora Z3 łączy wyprowadzenie 13 układu scalonego z punktem 5 układu zamka:

- ustawić przełącznik P1 w taką pozycję, aby punkt 5 był połączony z masą, lub dokonać tego za pomocą ww odcinka przewodu,
- wybrać "nową" sekwencję kodową i nacisnąć klawisz M,
- odłączyć przewód zwierający lub rozewrzeć zestyki przełącznika P1,
- sprawdzić poprawne działanie zamka jak powyżej.

Gdy zostanie wybrana niewłaściwa sekwencja kodowa (rys. 2) i naciśnięty klawisz K to:

- za pierwszym razem sygnalizator akustyczny zamka odezwie się dwukrotnie,
- podobnie będzie za drugim razem,
- po trzeciej próbie sygnalizator włączy się na 60 sekund (w sposób pulsujący) i jednocześnie wyjście 15 układu scalonego przejdzie w stan niski, co jest jednoznaczne z wysłaniem kryterium alarmowego do centrali.

Zewnętrzny odbiornik sygnałów użytecznych z zamka, np. centrala alarmowa, powinien być bezpośrednio połączony z zestykami wykonawczymi przekaźników Pk1 lub Pk2.

W urządzeniu modelowym zastosowano dwa miniaturowe przekaźniki kontaktronowe na napięcie 12 V z cewką o rezystancji 320 Ω, z dwoma parami zestyków NO i NC, oznaczone symbolem ORIGINAL JP-OUC, SS, 112 D. Ze względu na to, że tego typu przekaźniki są trudno osiągalne, można je zastąpić innymi, co może się wiązać z koniecznością niewielkiego przeprojektowania płytki drukowanej. Godząc się np. na pewne zmniejszenie uniwersalności zamka można zastosować przekaźnik kontaktronowy typu K-8 404-3 produkcji Telfy, mający cztery pary zestyków typu NO i cewkę na napięcie 12 V o rezystancji 300 Ω. Ze względu na rozmiary przekaźnika (20 x 30 x 10) należy nieco zmienić płytkę drukowaną. □

Rys. 5. Schemat połączeń wyprowadzeń klawiatury z układem zamka

Z kraju i ze świata

■ **Zestaw laboratoryjny typ PZL1.** Zakład ZOPAN oferuje po przystępnej cenie wielofunkcyjny zestaw laboratoryjny typ PZL1. Zestaw zawiera w jednej obudowie siedem niezależnych przyrządów pomiarowych:

- generator funkcyjny

zakres częstotliwości: 0,1 Hz do 1 MHz; napięcie wyjściowe 0÷10 V sinusoidalne, trójkątne lub prostokątne o regulowanym wypełnieniu z możliwością modulacji amplitudy i częstotliwości, z poziomem odniesienia regulowanym w zakresie –5 V do +5 V

- miernik uniwersalny, pomiary:

napięcia stałego w zakresie 0÷250 V; prądu stałego w zakresie 0÷1 A; napięcia sinusoidalnego w zakresie 0÷25 V; rezystancji w zakresie 0÷50 MΩ; mocy przebiegów sinusoidalnych w zakresie 0÷15 W na rezystancjach wejściowych 4 Ω, 6 Ω, 8 Ω i 15 Ω

- wzmacniacz mocy lub zasilacz stabilizowany: –15 V do +15 V; 1 A
- wzmacniacz operacyjny

wzmocnienie napięciowe 1 V/V do 100 V/V regulowane płynnie dla obu wejść

- zasilacz stabilizowany izolowany: –1 V do –15 V oraz +1 V do +15 V; 1 A
- zasilacz stabilizowany: +10 V do +200 V; 20 mA
- zasilacz napięcia zmiennego: 2x6,3 V; 50 Hz; 1 A

Z przytoczonych skróconych danych technicznych wynikają liczne możliwości pomiarowe i duży zakres zastosowań zestawu.

Zestaw jest do nabycia w Zakładzie Opracowań i Produkcji Aparatury Naukowej ZOPAN w Warszawie, ul. Jagiellońska 59, tel. 11-32-22, cena 2 800 000 zł. J.M.

Moduł monitora do OTVC Rubin 202

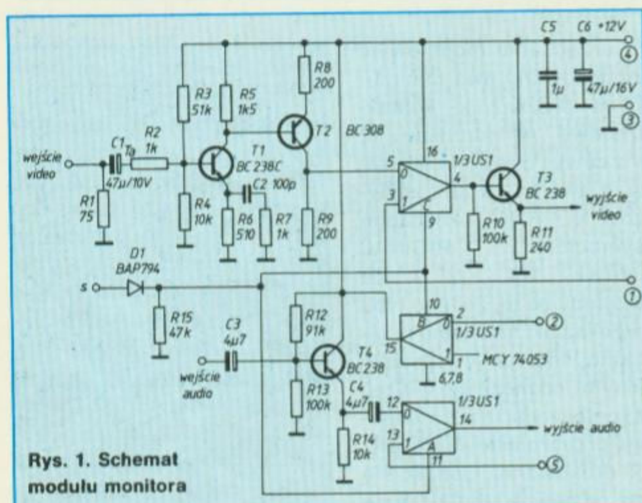
Grzegorz Goławski

Artykuł ciekawy jest dla licznych posiadaczy "Rubina 202p", zainteresowanych odtwarzaniem video przez m.cz.

Problemy związane z eksploatacją OTVC Rubin 202 w połączeniu z magnetowidem lub komputerem, powodowane z jednej strony dość niską jakością toru w.cz. i pośr.cz. tego odbiornika, a z drugiej strony brakiem jego przystosowania do odbioru fonii w standardzie 5,5 MHz, skłoniły mnie do wykonania i zamontowania w nim modułu monitora. Może on być zastosowany również w modelach pochodnych, jak np. Horyzont, Selena, w których wykorzystano ten sam blok sygnałowy.

Zamontowany układ w odbiorniku poprawił jakość uzyskiwanego na ekranie obrazu, a jednocześnie usunął problemy związane z odbiorem fonii. Zniknęły również zakłócenia pracy odbiornika powodowane odstrajaniem się na zakresie UHF. Jako element przełączający funkcje zastosowano analogowy multiplekser CMOS typu 4053, co znacznie uprościło układ komutacji.

Schemat układu jest przedstawiony na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat modułu monitora

Wzmacniacz sygnału video został wykonany z tranzystorami T1 i T2. Rezystor R1 zapewnia dopasowanie na wejściu. Dwójnik R7-C2 umieszczony w obwodzie emitera tranzystora T1 kompensuje spadek wzmocnienia dla większych częstotliwości sygnału. Z kolektora tranzystora T2 sygnał przez multiplekser jest doprowadzany do wtórnika emiterowego z tranzystorem T3, sterującego pozostałą część odbiornika. Na wejściu audio w roli separatora pracuje wtórnik emiterowy z tranzystorem T4.

Trzecia sekcja multipleksera jest wykorzystywana do blokowania toru pośr.cz. odbiornika przez doprowadzenie napięcia +12 V do zestyku 2 złącza monitorowego.

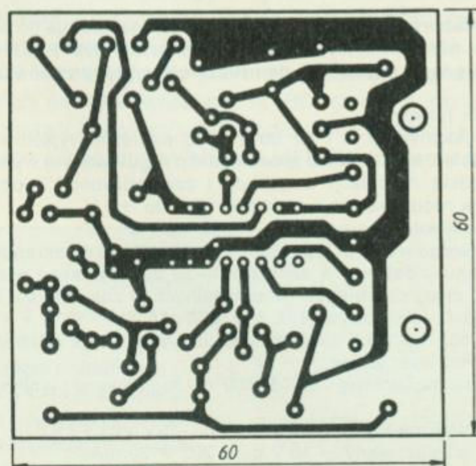
Wejście S służy do sterowania pracą układu. Doprowadzenie do niego napięcia +12 V wyłącza układ z pracy, brak napięcia lub potencjał ujemny w tym punkcie powoduje pracę odbiornika jako monitora.

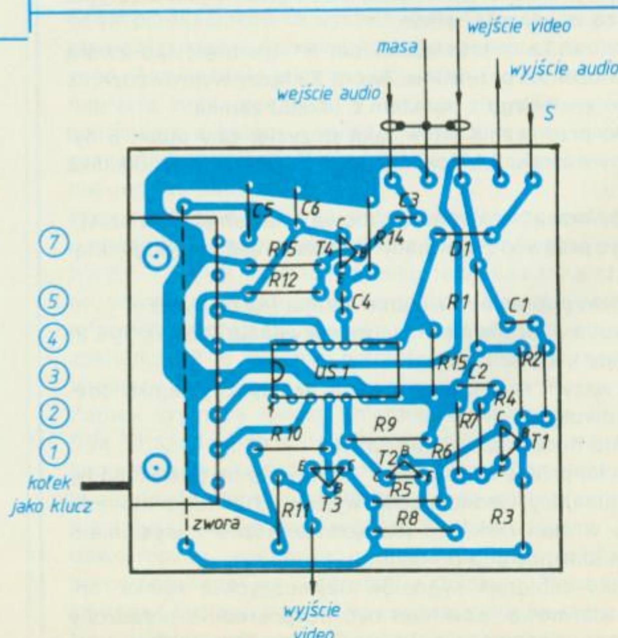
Cały układ zmontowano na płytce drukowanej (rys. 2) i umieszczono na złączu magnetowidu znajdującym się w bloku sygnałowym odbiornika po uprzednim wlutowaniu w nie kołków. Ponieważ jest to złącze 7-stykowe, w miejsce pierwszego zestyku we wtyku znajdującym się na płytce został wklejony kołek pełniący funkcję klucza, zapobiegający wadliwemu zamontowaniu modułu w OTV. Jeżeli ktoś dysponuje oryginalnym wtykiem 7-stykowym, może go oczywiście zastosować.

Napięcie zasilające zostało doprowadzone krótkim odcinkiem przewodu z zestyku 3 złącza X15 (moduł identyfikacji YM 2-1-1) do wolnego zestyku 4 złącza magnetowidu.

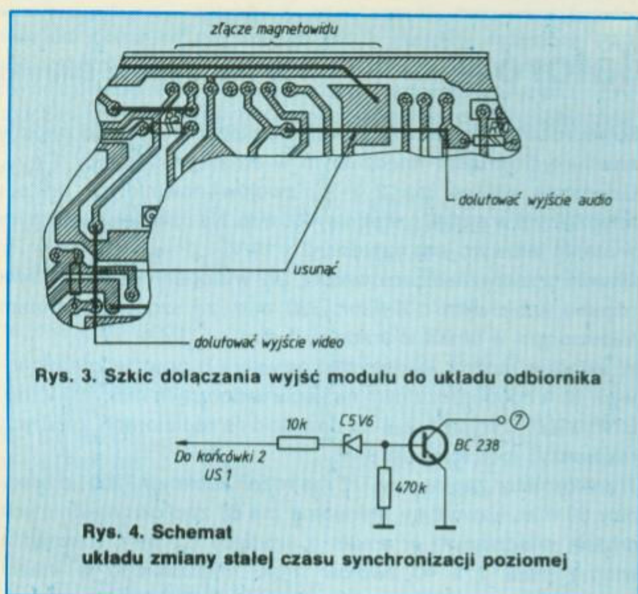
Sygnały wyjściowe audio i video zostały wyprowadzone z układu za pomocą dwóch krótkich przewodów lutowanych w miejsce zwor, które należy usunąć z płyty podstawowej bloku sygnałowego. Położenie zwor i miejsca dolutowania przewodów jest przedstawione na rys. 3.

W rozwiązaniu modelowym wejście sterujące pracą modułu połączono zestykiem 2 złącza X91. Powoduje to włączanie funkcji "monitor" w miejsce I zakresu TV (kanały 1 i 2), który nie był wykorzystywany. Sterowanie może oczywiście odbywać się za pomocą zewnętrznego wyłącznika (można wtedy zrezygnować ze stosowania diody D1).





Rys. 2. Płytka drukowana modułu monitora
a – układ ścieżek,
b – rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 3. Szkic dołączania wyjść modułu do układu odbiornika

Rys. 4. Schemat układu zmiany stałej czasu synchronizacji poziomej

Gniazdo wejściowe typu DIN zostało umieszczone obok wyłącznika koloru na tylnej ścianie odbiornika (miejsce przewidziane przez producenta).

Układ zmontowany ze sprawdzonych elementów od razu działa poprawnie. Wskazane jest sprawdzenie napięcia na kolektorze tranzystora T2, które powinno wynosić 3,5 ÷ 3,8 V. Jeżeli nie zawiera się ono w tym zakresie, należy skorygować wartość rezystora R3.

W układzie nie występują elementy służące do zmiany stałej czasowej w układzie synchronizacji poziomej, ponieważ w większości odbiorników jest ona zmieniana na stałe podczas montażu dekodera PAL. Gdyby nie zostało to wykonane i pojawiały się zniekształcenia w górnej części ekranu, należy umieścić dodatkowo układ przedstawiony na rys. 4, co jest możliwe po modyfikacji układu ścieżek.

LITERATURA

[1] Schematy. Odbiornik telewizyjny Rubin 202p. "Radioelektronik" nr 7, 8, 9/1985

[2] Gajewski P., Turczyński J.: Cyfrowe układy scalone CMOS, WKiŁ 1990 □

z prasy zagranicznej



Konwerter 5 V/12 V

W praktyce często może być przydatny układ do wytwarzania dodatkowego, zwiększonego napięcia zasilającego o niedużym poborze mocy, służącego do zasilania, np. bramek w kluczach analogowych FET lub wzmacniacza operacyjnego. Prosty i pomysłowy układ przeznaczony do tego celu opublikowano w "Electronic Design". Zastosowano rozwiązanie z przełączanymi kondensatorami, którego schemat przedstawiono na rys. 1. Układ wymaga przebiegu zegarowego TTL, jest więc szczególnie przydatny w urządzeniach zawierających zarówno elementy cyfrowe jak i analogowe. W proponowanym układzie można uzyskać z podstawowego zasilania o napięciu 5 V zasilanie dodatkowe 12 V mogące dostarczyć prąd do 12 mA.

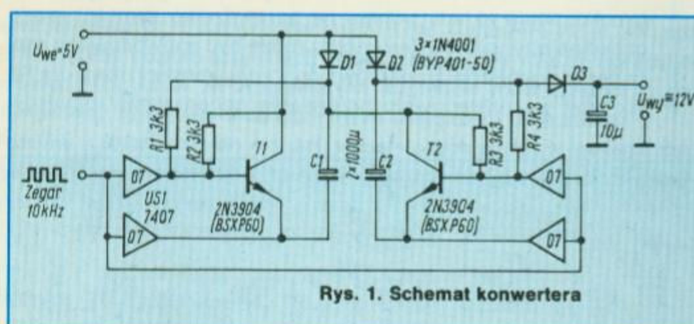
Przebieg zegarowy jest falą prostokątną 10 kHz o poziomach TTL. W pierwszej fazie na wejściu przebiegu zegarowego jest stan logiczny 0. Kondensatory C1 i C2 są wtedy połączone równolegle przez przewodzące diody D1, D2 i ładują się do napięcia zasilającego 5 V, co przedstawiono na schemacie zastępczym na rys. 2a. W drugiej fazie (stan logiczny 1 przebiegu zegarowego) diody są odcięte, a kondensatory połączone szeregowo przez nasycone tranzystory T1 i T2 (rys. 2b). Napięcie na wyjściu jest sumą napięć na obu kondensatorach i napięcia wejściowego. Tak więc napięcie wyjściowe bez obciążenia jest równe:

$$U_{wy} = 3 (U_{we} - U_d)$$

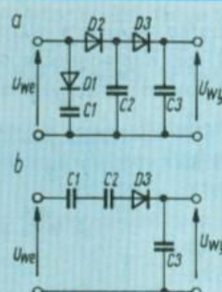
przy czym U_d jest spadkiem na przewodzącej diodzie.

W praktyce uzyskuje się napięcie ok. 12 V. Teoretycznie można uzyskiwać jeszcze większe napięcia przez dołączanie dalszych kondensatorów. Ograniczeniem jest tu jednak stabilność otrzymanego napięcia. Wartość współczynnika stabilizacji maleje bowiem przy zwiększaniu liczby kondensatorów.

(Opracowano na podstawie: Douglas N.D.: "Electronic Design", nr 17/1992 str. 66) *(mn)* □



Rys. 1. Schemat konwertera



Rys. 2. Schematy zastępcze w dwóch fazach przebiegu zegarowego
a – przy stanie logicznym 0,
b – przy stanie logicznym 1

Jak zamieścić ogłoszenie w "ReAV"

Jeśli chcesz zamieścić ogłoszenie na łamach "Re AV" przyślij pod adresem redakcji: 00-236 Warszawa, ul. Świętojerska 5/7, czytelną treść reklamy i dowód wpłaty na konto: RADIOELEKTRONIK Spółka z o.o. PBK S.A. III O/W-wa 370015-7982-136 - ogłoszenia. Informacji o cenach ogłoszeń udziela redakcja, tel. 31-46-21, 31-93-37

Zasilacz do ładowania akumulatorów

dr inż. Janusz Biliński

Zasilacz jest przeznaczony do ładowania i podładowywania akumulatorów kwasowych 12 V.

Przedstawione rozwiązanie umożliwia:
- nastawienie prądu ładowania w zakresie 0÷15 A,
- automatyczne ograniczanie prądu podczas ładowania i wyłączenie prądu w chwili osiągnięcia przez akumulator stanu naładowania.

Zasilacz jest odporny na zwarcie końcówek i na odwrotne dołączenie końcówek akumulatora. Schemat układu jest przedstawiony na rysunku.

Obwód ładowania składa się z transformatora sieciowego Tr1 i prostownika sterowanego, dwuimpulsowego, dwufazowego z przewodem neutralnym. Rozwiązanie takie umożliwia zastosowanie tylko dwóch tyrystorów, sterowanych w zakresie od 0° do 180°. Tyrystory są wyzwalane impulsami z transformatora zapłonowego Tr2.

Układ sterowania zawiera generator przebiegu piłokształtnego (tranzystory T1, T2), synchronizowanego przebiegiem napięcia sieci. W czasie każdej półfali napięcia zasilającego kondensator C1 jest ładowany przez rezystor R3 i potencjometr P1. Szybkość ładowania zależy głównie od wartości rezystancji potencjometru P1. Rezystor R3 ogranicza maksymalną wartość prądu ładowania kondensatora, umożliwiając poprawną pracę całego układu. Wzrost napięcia na kondensatorze powyżej pewnej wartości powoduje gwałtowne przejście tranzystorów T1 i T2 w stan przewodzenia (układ zastępczy tranzystora jednozłączowego) i impulsowe rozładowanie kondensatora C1 przez rezystor R4. Impuls napięcia z tego rezystora wprowadza w stan przewodzenia tranzystor T4 i w konsekwencji są generowane impulsy bramkowe dla tyrystorów Th1, Th2 mostka prostowniczego. W uzwojenie pierwotne transformatora bramkowego Tr2 są włączone szeregowo: rezystor R7 ograniczający prąd uzwojenia i dioda D6, uniemożliwiająca generację impulsów przy błędnym przyłączeniu końcówek akumulatora.

Tranzystor T3 ogranicza prąd ładowania w miarę wzrostu napięcia na zaciskach akumulatora. Wzrost napięcia powoduje przepływ prądu przez diodę D5, wysterowanie tranzystora T3 rozładowującego kondensator C1 i w konsekwencji zwiększenie kąta włączenia aż do wyłączenia impulsów bramkowych tyrystorów.

Wartość napięcia na zaciskach naładowanego akumulatora 12 V zawiera się w przedziale 14,3÷14,7 V. Wartość napięcia wyłączenia jest regulowana przełącznikiem PO, włączającym do obwodu bazy tranzystora T3 dodatkowe diody krzemowe.

W urządzeniu przewidziano pomiar prądu ładowania i napięcia na zaciskach akumulatora. W obwód ładowania jest włączony manganinowy bocznik pomiarowy BP do pomiaru prądu.

Pomiar napięcia jest możliwy w drugiej pozycji przełącznika P2.

Rezystor R10 należy dobrać w zależności od typu miernika M1.

Dobieranie elementów

W urządzeniu wykorzystano transformator sieciowy Tr1 o przekroju kolumny środkowej rdzenia ok. 19 cm^2. Uzwojenie pierwotne ma 455 zwojów nawiniętych drutem miedzianym w emalii, o średnicy 1 mm. Uzwojenie wtórne ma 2 x 40 zwojów nawiniętych drutem miedzianym w emalii o średnicy 2,5 mm. Na uzwojeniu wtórnym w stanie jałowym jest napięcie 2 x 19 V.

Dławiki przeciwzakłóceniowe Dł1, Dł2 wykonano na ferrytowym rdzeniu kubkowym o średnicy 30 mm, ze szczeliną, drutem miedzianym w emalii o średnicy 1 mm.

W układzie można wykorzystać tyrystory o prądzie znamionowym 10 A i dopuszczalnym napięciu wstecznym min. 100 V (np. BTP10/200). Tyrystory należy umieścić na radiatorach, zdolnych rozproszyć moc strat ok. 8 W.

Transformator zapłonowy Tr2 ma rdzeń kubkowy F3001 o średnicy 30 mm. Uzwojenie pierwotne ma 80 zwojów, nawiniętych drutem miedzianym w emalii o średnicy 0,2 mm. Uzwojenia wtórne mają 1 x 40 zwojów drutu miedzianego w emalii o średnicy 0,5 mm. Uzwojenia muszą być starannie odizolowane od siebie.

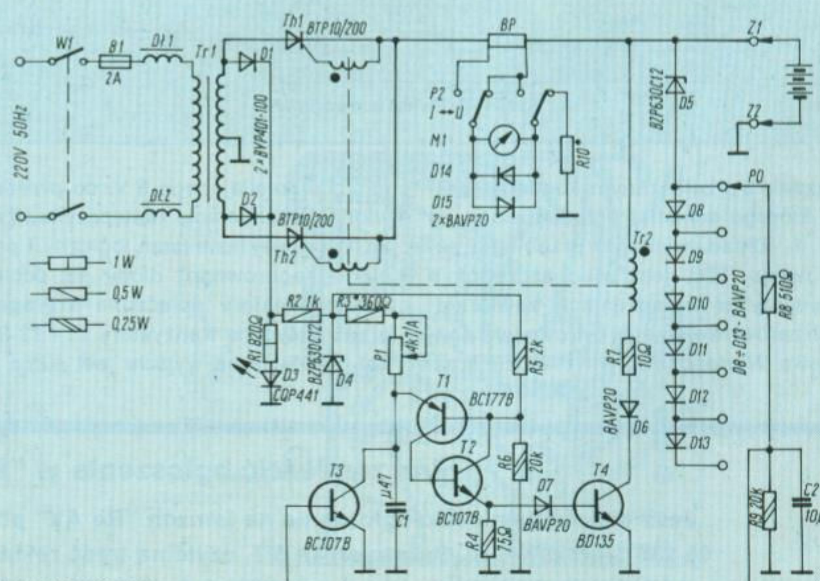
Bocznik prądowy wykonano z taśmy manganinowej o rezystywności $\rho = 0{,}43\ \Omega\ mm^2/m$, przyjmując gęstość prądu $j = 2{,}5\ A/mm^2$.

Miernik najlepiej jest wyposażyć w podziałkę do 15 V, co umożliwi także bezpośredni odczyt wartości prądu ładowania bez konieczności stosowania współczynników korekcyjnych. Korzystne jest stosowanie miernika o jak najmniejszym prądzie pełnego wychylenia. Dzięki temu można ograniczyć wymiary bocznika prądowego.

Wewnętrzne połączenie silnoprądowe należy wykonać przewodem o przekroju co najmniej 3 mm^2. Przewody połączeniowe wyposażono w zaciski szybkomocujące do akumulatorów, produkcji KZM Kłomet w Kłodzku (symbol SWW 1139-51).

Uruchomienie układu

Uruchomienie układu polega na sprawdzeniu symetrii prądu obciążenia tyrystorów (asymetria może być spowodowana rozrzutem parametrów tyrystorów), dobraniu wartości rezystora R3 tak, aby nie następowało przerwanie generowania impulsów



Schemat zasilacza do ładowania akumulatorów

Nowoczesna biżuteria?

Nie to nowy rodzaj złącz do przewodów, które same zdzierają izolację

Fot. 3 M



Elektroniczny zapłonnik do świetlówek

I w tym przypadku elektronika wypiera stare elektromechaniczne konstrukcje

Fot. Thorn

